

Б. Б. ГУРФИНКЕЛЬ

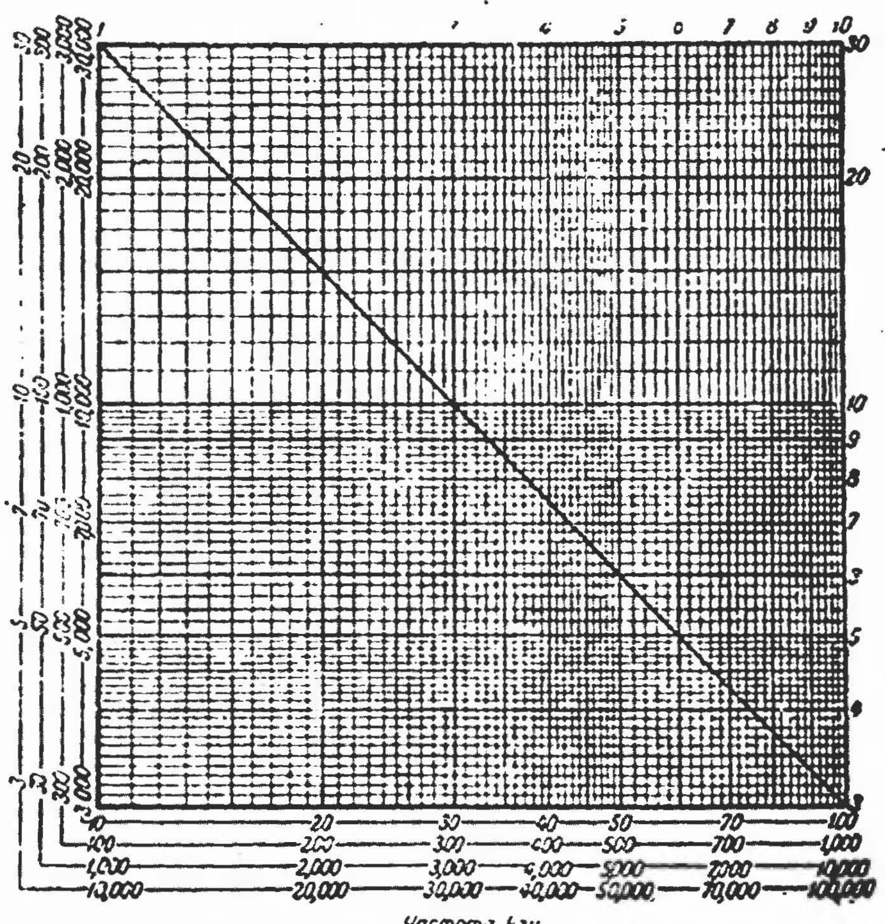
РАСТЯНУТЫЕ ДИАПАЗОНЫ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Длина волны—частота колебаний

а) ГРАФИК ПЕРЕВОДА



б) ТАБЛИЦА ПЕРЕВОДА

Радиовещательный диапазон				Короткие волны			
Частота, кгц	Длина волны, м	Частота, кгц	Длина волны, м	Частота, мгц	Длина волны, м	Частота, мгц	Длина волны, м
550	545	1 050	286	1,5	200	11	27,3
600	500	1 100	273	2	150	12	25,0
650	461	1 150	261	3	100	13	23,1
700	429	1 200	250	4	75,0	14	21,4
750	400	1 250	240	5	60,0	15	20,0
800	375	1 300	231	6	50,0	16	18,8
850	353	1 350	222	7	42,9	17	17,6
900	333	1 400	214	8	37,5	18	16,7
950	316	1 450	207	9	33,3	19	15,8
1 000	300	1 500	200	10	30,0	20	15,0

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

Выпуск 2

Б. Б. ГУРФИНКЕЛЬ

РАСТЯНУТЫЕ ДИАПАЗОНЫ

Одобрено Центральным Советом Союза Осоавиахим СССР
для радиоклубов и радиокружков



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1947 ЛЕНИНГРАД

В книге излагаются в систематическом порядке особенности коротковолнового приема и существующие методы „растянутой настройки" в коротковолновых диапазонах. Приводится ряд формул, дающих возможность произвести расчет растянутой настройки с точностью, достаточной для радиолюбительских целей. Даются также соображения по проектированию высокочастотной части супера с растянутой настройкой: выбор промежуточной частоты, схемы преобразователей и гетеродинов. В заключение приводится практический пример расчета системы растянутой настройки.

Раздел 4 главы IV и глава V рассчитаны на более квалифицированного радиолюбителя.

Редакторы *К. И. Дроздов* и *Д. А. Конашинский* Тех. ред. *И. М. Скворцов*

Сдано в пр-во 17/IX 1947 г. Подп. к печ. 17/XI 1947 г.
Объем 4 п. л., 3,36 уч.-авт. л. Тираж 25 000 экз. Цена 2 руб.
А-10506 Бумага 84/108/32 Зак № 277.

Типография Госэнергоиздата МЭС. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

С развитием приемной радиотехники, когда супергетеродин стал преобладающим типом приемника, интерес к приему вещания на коротких волнах значительно повысился. Объясняется это следующими причинами:

1. Преимущества супергетеродина перед приемником прямого усиления (в отношении чувствительности и избирательности) наилучшим образом проявляются на коротких волнах.

2. Большой запас усиления супергетеродина дает возможность применения эффективных схем АРГ, в значительной степени устраняющих влияние замирания.

3. Прием на коротких волнах значительно более свободен от помех.

4. Число коротковолновых вещательных станций заметно возросло, стабильность их частоты значительно улучшилась, а программы стали разнообразнее.

0,15–0,4 0,55–1,59 1,765–2,0 3,5–4,0 6,0–6,2 7,0–7,3 9,5–9,7 11,7–11,9 14,0–14,4 15,1–15,4 17,7–18,0 21,0–21,5 21,5–21,7 25,6–26,0 28,0–29,7

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30

Частота в мггц ⟶

Фиг. 1 Распределение диапазонов.

Вследствие возросшей популярности коротковолнового приема вопрос об удобстве и плавности настройки на коротких волнах выдвинулся на первый план [1].

Для того, чтобы уяснить сущность растянутой настройки, рассмотрим распределение частот в пределах вещательных и любительских диапазонов. На фиг. 1 изображена часть частотного спектра в пределах от 100 *кгц*

[1] Были предложены различные верньеры, облегчающие настройку, а затем была введена система так называемой „растянутой настройки на коротких волнах".

(3 000 *м*) до 30 *мгц* (10 *м*). В этих пределах лежат 15 диапазонов, представляющих интерес с радиолюбительской точки зрения. Диапазоны эти (согласно распределению последней предвоенной международной конференции по электросвязи в Каире) даны в табл. 1.

Таблица 1

№ по пор.	Диапазоны в *мгц*		Примечание
1	0,15—0,4	(длинные волны)	Вещательный
2	0,55—1,55	(средние волны)	»
3	1,715—2,0	(160 *м*)	Любительский
4	3,5—4,0	(80 *м*)	»
5	6,0—6,2	(49 *м*)	Вещательный
6	7,0—7,3	(40 *м*)	Любительский
7	9,5—9,7	(31 *м*)	Вещательный
8	11,7—11,9	(25 *м*)	»
9	14,0—14,4	(20 *м*)	Любительский
10	15,1—15,4	(19 *м*)	Вещательный
11	17,7—18,0	(16 *м*)	»
12	21,0—21,5	(14 *м*)	Любительский[1]
13	21,5—21,7	(13 *м*)	Вещательный
14	25,6—26,6	(12 *м*)	»
15	28,0—29,7	(10 *м*)	Любительски

Из фиг. 1 легко видеть, что все упомянутые диапазоны занимают лишь отдельные участки приведенной полосы частот и ширина каждого диапазона колеблется от 200—300 *кгц* до 600—700 *кгц*. Можно отметить, что коротковолновые (к. в.) диапазоны по ширине полосы уже длинно- и средневолнового диапазонов примерно в два-три раза; однако, число работающих на к. в. диапазонах станций больше числа станций на длинных и средних волнах. Поэтому прием на коротких волнах представляет значительно больше возможностей в смысле числа и выбора станций.

Рассмотрим три наиболее часто встречающихся в приемниках диапазона: 0,15—0,4 *мгц* (2 000—750 *м*); 0,45—1,5 *мгц* (650—200 *м*) и коротковолновый 6—16 *мгц* (50—19 *м*), которым соответствует полное перекрытие (по частоте):

1-й диапазон 0,4 — 0,15 = 0,25 *мгц* = 250 *кгц*,
2-й диапазон 1,5 — 0,45 = 1,05 *мгц* = 1 050 *кгц*,
3-й диапазон 16 — 6 = 10 *мгц* = 10 000 *кгц*.

[1] Диапазон выделен в послевоенное время.

Другими словами, на полной шкале 3-го диапазона укладываются 4 вещательных и 2 любительских диапазона (см. табл. 1), занимающих в общей сложности полосу частот около 1,5 *мггц*, что составляет $\frac{1,5}{10}$: 100=15% всего перекрытия. Ясно, что все эти диапазоны займут ряд весьма узких участков по шкале. Это обстоятельство и служит причиной затрудненной настройки на коротких волнах.

Рассмотрим этот вопрос несколько подробнее. Примем для удобства 100°-ную шкалу настройки. Предполагая конденсаторы настройки прямочастотными, определим так называемую плотность настройки, т. е. ширину полосы частот, приходящейся на 1° шкалы. Для рассмотренных выше трех диапазонов получим:

1-й диапазон $\frac{250}{100} = 2,5$ *кгц*/1°,

2-й диапазон $\frac{1\,050}{100} = 10,5$ *кгц*/1°,

3-й диапазон $\frac{10\,000}{100} = 100$ *кгц*/1°.

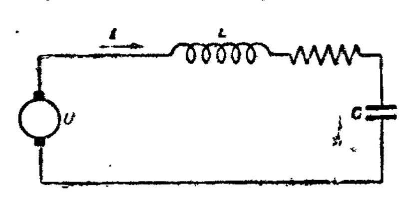
Если примем теперь, что вещательная станция занимает полосу частот около 10 *кгц*, то в первом диапазоне одна станция займет примерно 4 деления шкалы, во втором диапазоне — около 1 деления, а в к. в. диапазоне на одно деление шкалы придется около 10 станций. При еще более высоких частотах, например в любительском диапазоне 28 *мггц*, плотность настройки возрастет еще более.

Из этого примера ясно, что вести настройку на длинно- и средневолновом диапазонах легче, так как они получаются «естественно растянутыми» на всю шкалу настройки. На диапазоне же 6—16 *мггц* настройка будет чрезвычайно затруднена. Эта трудность объясняется некоторыми особенностями, присущими настройке и свойствам резонансных контуров на коротких волнах.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ НА КОРОТКИХ ВОЛНАХ

1. Свойства резонансных контуров. Свойства колебательного контура определяются тремя его основными параметрами: индуктивностью L, емкостью C и добротностью Q. На фиг. 2 изображена схема колебательного контура, в цепь которого последовательно включен генератор переменного напряжения U. Индуктивность L (*гн*) и емкость C (*ф*) определяют настройку контура в резонанс с приложенной частотой f ($f_{рез}=f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$), а активное сопротивление r (*ом*) учитывает все потери в контуре (в катушке и т. п.) и определяет собой добротность контура:



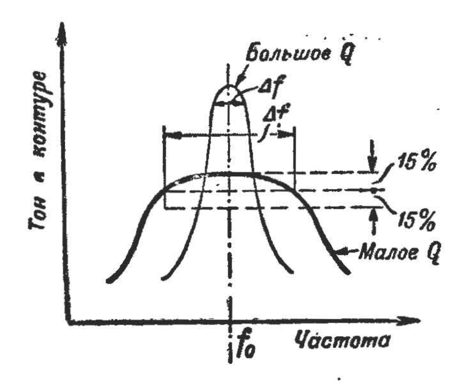
Фиг. 2. Колебательный контур.

$$Q=\frac{2\pi fL}{r}=\frac{X}{r}. \quad (1)$$

Q контура численно обычно очень близко к численному значению добротности катушки, так как бо́льшая часть потерь в резонансном контуре, как правило, вносится катушкой.

По величине Q удобно оценивать избирательные свойства контура, которые характеризуются частотной характеристикой, показывающей способность контура

„отзываться" на различные частоты. На фиг. 3 показаны частотные характеристики двух контуров с различными Q. Полоса частот Δf по обе стороны от резонанса, на которую контур отзывается приблизительно одинаково (в пределах $\pm 15\%$), носит название полосы пропускания контура и весьма просто выражается через Q и резонансную частоту f_0:



Фиг. 3. Влияние добротности Q на частотную характеристику контура.

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q}. \qquad (2)$$

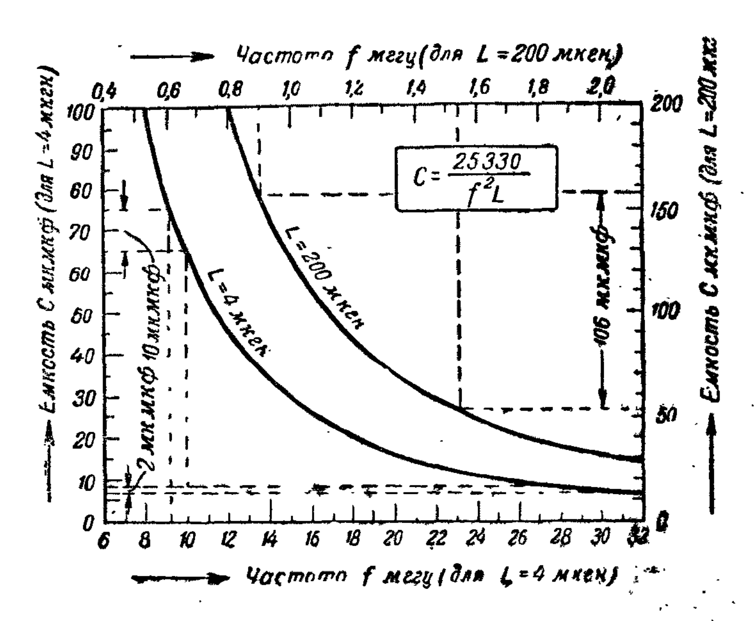
Кроме этого величина Q характеризует остроту резонанса контура, т. е. крутизну спадания обеих ветвей частотной характеристики. Чем больше Q, тем круче эти ветви. В приложении приведен график, позволяющий определить Q для однослойной цилиндрической катушки с точностью до 5—10%.

2. Поведение контуров на коротких волнах. Выше мы видели, что коротковолновый диапазон обычного всеволнового приемника создает большую плотность настройки. Выясним причину этого. Резонансная частота контура равна:

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{LC}}, \qquad (3)$$

где f_0 — в *мггц*;
L — в *мкгн*;
C — в *мкмкф*.

На фиг. 4 эта зависимость представлена графически для двух значений индуктивности (200 и 4 *мкгн*). Из графика следует, что для перекрытия, допустим, участка средневолнового диапазона (0,85—1,55 *мггц*) при катушке в 200 *мкгн* нужно изменить емкость контура от 52 до 158 *мкмкф*, т. е. на 106 *мкмкф*. На коротких же волнах для перекрытия диапазона такой же ширины, положим, 9,2—10 *мггц*, при $L = 4$ *мкгн* нужно изменение



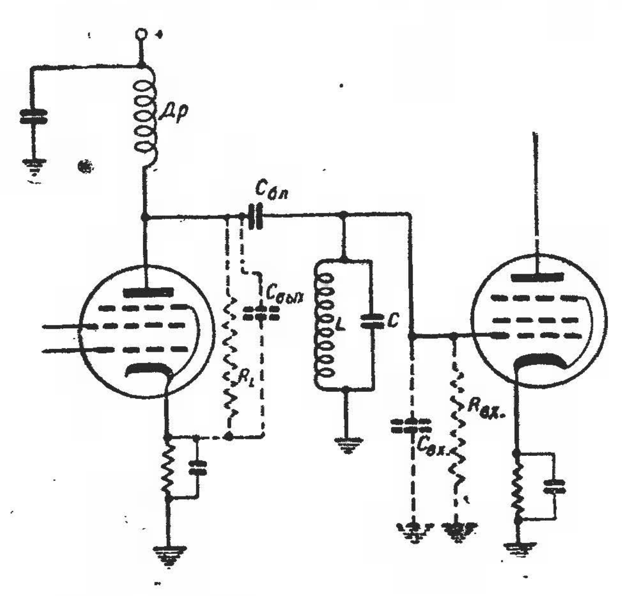
Фиг. 4. Изменение емкости для различных диапазонов.

емкости только на 10 *мкмкф*, а для диапазона даже вдвое большей ширины, но при еще более высоких частотах (28—30 *мггц*) — всего лишь на 2 *мкмкф*. Таким образом, в обычном приемнике конденсатор настройки, который для перекрытия средневолнового диапазона должен иметь изменение емкости достаточно большим, на коротких волнах будет перекрывать очень широкую полосу частот даже при малой индуктивности контура. Это и приводит к высокой плотности настройки, а следовательно, и к затрудненной настройке на станции. В этом заключается первая особенность настройки на коротких волнах.

Вторая особенность — притупление настройки, т. е. расширение полосы пропускания контуров при повышении частоты принимаемых сигналов. Это объясняется тем, что во всех практических схемах колебательный контур всегда будет шунтирован определенной нагрузкой. Так, например, контур, включенный в обычной схеме резонансного усиления высокой частоты одновременно в цепь анода предыдущей лампы и в цепь сетки следующей лампы (фиг. 5), оказывается зашунтированным: 1) анодным дросселем *Др* (через цепь питания); 2) вы-

ходной емкостью предыдущей лампы (анод—катод); 3) входной емкостью следующей лампы (сетка—катод); 4) внутренним сопротивлением предыдущей лампы; 5) сопротивлением сетка — катод следующей лампы, так называемым входным сопротивлением лампы $R_{вх}$. Влияние, шунтирующей индуктивности *Др* и емкостей сказывается только на величине резонансного сопротивления контура, почти не отражаясь на Q. Сопротивления же R_i и $R_{вх}$ непосредственно влияют на Q.

Первое из них (в случае, обычно применяемых для усиления высокой частоты, высокочастотных пентодов) достаточно велико и практически в несколько раз превышает резонансное сопротивление контура. Поэтому его шунтирующее действие очень мало и можно считать, что на добротность контура оно не влияет. Второе — входное сопротивление лампы — при обычно применяемых отрицательных смещениях на управляющей сетке тоже весьма велико. Однако, в отличие от внутреннего сопротивления лампы входное сопротивление резко зависит от частоты, и при частотах выше 6—7 *мгги* очень быстро падает, шунтируя контур цепи сетки и ухудшая его добротность. Одна из основных причин



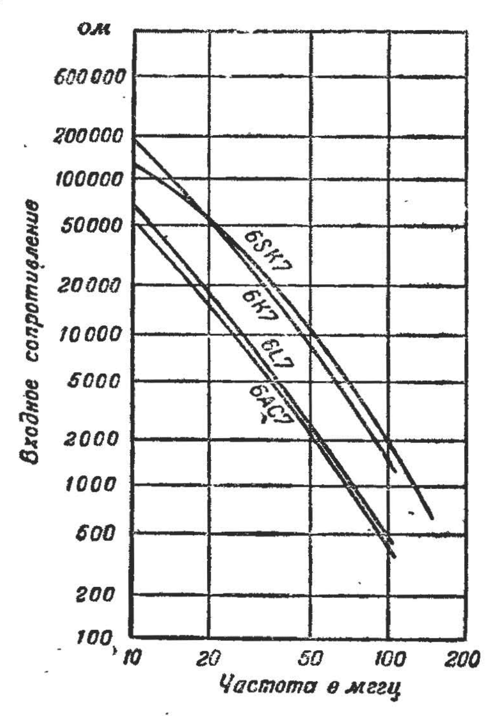
Фиг. 5. Каскад резонансного усиления в. ч.

этого явления заключается в том, что при достаточно высоких частотах время пролета электронов между катодом и сеткой становится соизмеримым с периодом колебания напряжения на сетке.

На фиг. 6 приводятся характеристики входного сопротивления для распространенных у нас ламп 6Л7 и 6К7, а также для новых одноцокольных пентодов 6SK7 и 6АС7. Последняя лампа—пентод с высокой крутизной (9 *ма/в*) — особенно резко уменьшает свое входное сопротивление с ростом частоты. Действие этой шунтирующей нагрузки эквивалентно увеличению активного сопротивления контура, а следовательно, и уменьшению его Q. Для такого нагруженного контура добротность выразится формулой:

$$Q_{нагр} = Q \frac{R}{R + Z_0}, \qquad (4)$$

где Q и Z_0 — соответственно добротность и резонанс-



Фиг. 6. Входное сопротивление различных ламп при высоких частотах.

ное сопротивление ненагруженного параллельного контура, а R — шунтирующее контур сопротивление нагрузки. Так как дробь $\frac{R}{R+Z_0}$ всегда меньше единицы, то $Q_{нагр}$ всегда меньше Q.

Сопротивление Z_0 равно:

$$Z_0 = Q\sqrt{\frac{L}{C}}, \qquad (5)$$

где Z_0 — в тыс. *ом*; L — в *мкгн*; C — в *мкмкф*.

Если, например, $L = 10$ *мкгн*, $C = 40$ *мкмкф* и $Q = 50$, то $Z_0 = 50\sqrt{\frac{10}{40}} = 25\,000$ *ом*. Если его зашунтировать сопротивлением, положим, в 50 000 *ом*, то его Q уменьшится и будет равно:

$$Q_{нагр} = 50\frac{50\,000}{50\,000+25\,000} \approx 33.$$

Возвращаясь к полосе пропускания контура $\Delta f = \frac{f_0}{Q}$, можно проследить, как отражается на ней повышение частоты. Прежде всего, если бы даже Q оставалось неизменным, повышение f_0, очевидно, увеличивает Δf в прямой пропорции. Кроме того, с повышением частоты Q контура уменьшается. Таким образом, в формуле $\Delta f = \frac{f_0}{Q}$ числитель возрастает, а знаменатель—уменьшается, что приводит к довольно резкому увеличению Δf. Кроме того, уменьшение Q ведет к тому, что частотная характеристика контура становится более пологой. (фиг. 2). Все это приводит к резкому ухудшению избирательности и притуплению настройки на коротких волнах. Покажем это на численном примере.

Предположим, имеется резонансный контур на 10 *м*, составленный из $L = 1$ *мкгн* и $C = 30$ *мкмкф* (любительский диапазон 28 *мггц*), при $Q = 100$, включенный на вход смесителя 6Л7. Из фиг. 6 находим, что при частоте 28—30 *мггц* входное сопротивление 6Л7 составляет около 7 300 *ом*. Резонансное сопротивление контура

без нагрузки $Z_0 = 100\sqrt{\frac{1}{30}} = 18\,200$ *ом*. Добротность контура под нагрузкой найдется по формуле (4):

$$Q_{нагр} = 100\frac{7\,300}{18\,200+7\,300} = 28,6.$$

Из формулы (2) находим полосу пропускания

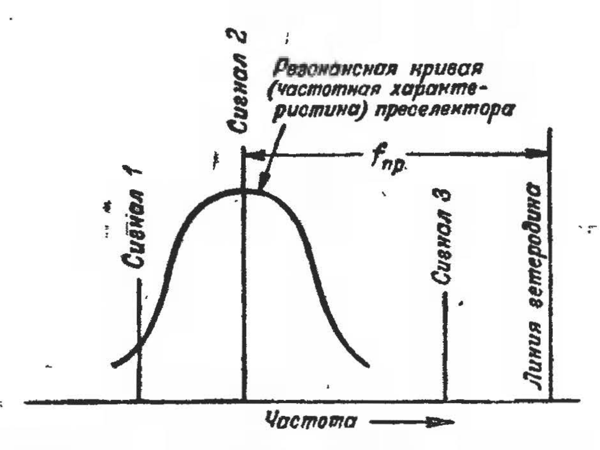
$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_{нагр}} = \frac{28}{28,6} = 1,05 \text{ мггц}.$$

Ясно, что при такой тупой настройке ни о какой избирательности не может быть и речи. Можно лишь до некоторой степени исправить положение, подключая лампу не ко всей катушке, а лишь к ее части, вследствие чего контур будет шунтироваться в меньшей степени; при этом, однако, на сетку лампы подается лишь часть напряжения контура и усиление падает. Поэтому на коротких волнах избирательность обеспечивается либо регенерацией, либо супергетеродинным методом приема.

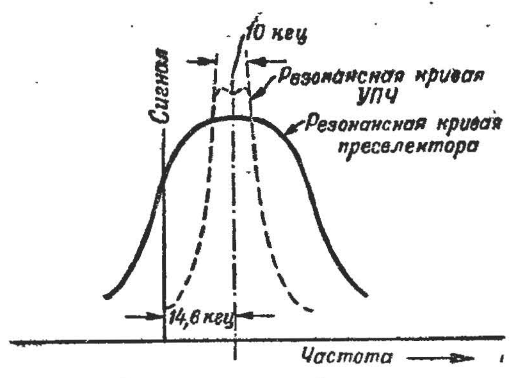
3. Супергетеродин на коротких волнах. Особенность супергетеродинного приема коротких волн заключается в том, что проблема сопряжения настройки гетеродина и преселектора с повышением частоты принимаемых сигналов постепенно теряет свою остроту. Для уяснения этого обстоятельства вспомним принцип действия супергетеродина. Гетеродин, имеющий расстройку относительно принимаемого сигнала, равную промежуточной частоте $f_{пр}$, создает с его несущей частотой биения, частота которых равна $f_{пр}$. При этом частота гетеродина может быть либо выше, либо ниже частоты сигнала. Так как роторы конденсаторов контуров преселектора и гетеродина обычно насажены на одну ось и управляются одной ручкой настройки, то при вращении ее в ту или иную сторону резонансная кривая преселектора и сигнал гетеродина будут сдвигаться вдоль оси частот вправо или влево и в идеальном случае расстояние между серединой резонансной кривой контура и ординатой сигнала гетеродина (промежуточная частота) должно оставаться неизменным. Естественно, что при этом в резонансную кривую преселектора будут попадать по очереди сигналы от различных станций. Но нужно помнить, что вертикальные линии, изображающие сигналы *1*, *2* и *3*, при этом остаются неподвижными (фиг. *7*).

В тот момент, когда какой-либо сигнал (например, 2) совместится с серединой резонансной кривой преселектора, громкость приема будет наибольшей. Допустим, что частота гетеродина почему-либо изменилась. При этом, очевидно, изменится и промежуточная частота. Так как избирательность усилителя промежуточной частоты обычно достаточно высока, то это может привести к резкому ослаблению громкости сигнала или даже к полному его пропаданию. Если же изменится не частота гетеродина, а резонансная частота контура преселектора, то промежуточная частота не изменится (так как частота сигнала не изменилась), но сигнал вследствие расстройки будет ослаблен. Однако, это ослабление будет сравнительно небольшим по сравнению с первым случаем. Поясним вышесказанное численным примером. Пусть частота сигнала равна 1 *мггц*, промежуточная частота—460 *кгц*, частота гетеродина—1 460 *кгц*. Примем полосу пропускания усилителя промежуточной частоты равной 10 *кгц*. Положим теперь, что частота гетеродина уменьшилась на 1%, т. е. на 14,6 *кгц*. Совершенно ясно, что при такой расстройке (фиг. 8) сигнал на этой уменьшенной промежуточной частоте совершенно выпадает из полосы пропускания усилителя промежуточной частоты.

Из сказанного следует, что основную роль играет точная настройка не преселектора, а гетеродина, так как именно она определяет величину промежуточной частоты; точная же настройка преселектора играет второстепенную роль.



Фиг. 7. Процесс настройки в супергетеродине.



Фиг. 8. Влияние расстройки гетеродина.

Посмотрим, как повлияет повышение принимаемой частоты на сопряжение. Если при одной и той же промежуточной частоте повышать частоту гетеродина, то относительная расстройка гетеродина и преселектора будет уменьшаться. Так, при $f_{пр} = 460$ *кгц* и при частоте сигнала 1 *мггц* расстройка составит $\frac{1\,460 - 1\,000}{1\,000} \cdot 100\% \approx 50\%$. При частоте 10 *мггц* расстройка будет равна $\frac{10\,460 - 10\,000}{10\,000} \approx 5\%$, а при частоте сигнала 30 *мггц* — всего лишь 1,7%. Иначе говоря, частоты сигнала и гетеродина все более сближаются, вследствие чего емкость сопрягающего конденсатора гетеродина должна быть увеличена. Поэтому на коротковолновых диапазонах сопрягающий конденсатор часто вовсе опускают, так как устранение конденсатора, т. е. замыкание накоротко зажимов его подключения (равносильное бесконечно большому увеличению его емкости), не сказывается заметно на сопряжении.

Итак, поскольку настройки преселектора и гетеродина с повышением частоты принимаемых сигналов сближаются, а полоса пропускания преселектора неизбежно расширяется, то даже значительное расхождение частоты гетеродина и резонансной настройки преселектора не вызовет заметного ослабления принимаемого сигнала.

ГЛАВА ВТОРАЯ

МЕТОДЫ УПРОЩЕНИЯ НАСТРОЙКИ НА КОРОТКИХ ВОЛНАХ

Повышенная плотность настройки на коротких волнах заставляет принимать специальные меры для облегчения настройки. Для этого имеется две принципиальные возможности: 1) уменьшение плотности настройки, отнесенной к ручке настройки, и 2) уменьшение плотности настройки на шкале.

Первый метод сводится к применению механических верньеров различных типов с большим замедлением. Плотность настройки на шкале в этом случае нисколько не уменьшается и перекрываемый диапазон остается чрезмерно широким. При замедлении, например, 1 : 100 полоборота конденсатора настройки, перекрывающего диапазон, допустим, от 6 до 16 *мггц*, соответствует 50 оборотам ручки настройки, т. е. на каждый ее оборот приходится $\frac{16-6}{50} = 200$ *кгц*, что еще очень далеко от идеала, так как на один оборот ручки настройки приходится 10—12 станций. Кроме того, на шкале настройки станции попрежнему остаются «скученными» на нескольких узких участках. При еще более высоких частотах механический верньер с замедлением даже 1 : 200 уже не может обеспечить плавной настройки. Дальнейшее увеличение замедления нецелесообразно, так как верньеры становятся сложными и громоздкими механизмами. Таким образом, применение механических верньеров не разрешает проблемы до конца.

Второй метод, более радикальный, заключается в прямом уменьшении плотности настройки на главной шкале приемника. Причиной высокой плотности настройки является чрезмерно широкое перекрытие. Но есть ли необходимость в таком широком перекрытии? Как было показано выше, наиболее интересные для радиолюбителя участки частотного спектра от 3 до 30 *мггц* занимают, в общей сложности, всего лишь около 5 *мггц*, т. е. 19% этого спектра. Остальные 81% заполнены различными правительственными радиослужбами и интереса для любителей почти не представляют. Поэтому разумнее было бы высокочастотную часть приемника выполнить таким образом, чтобы обеспечить полное пе-

рекрытие по шкале для одного диапазона не более 400—500 *кгц*. При этом каждый из узких диапазонов «растянется» на всю шкалу настройки, и плотность настройки легко может быть доведена до 3—4 *кгц/град*. Выбор желаемого диапазона достигается либо с помощью вспомогательного конденсатора с небольшим перекрытием по емкости, либо применением методов, уменьшающих перекрытие главного конденсатора.

Такая система настройки и носит название «растянутой» и за последнее время получает все большее распространение. Так, в ряде новых моделей наших вещательных приемников применен этот метод. Например, приемник «Ленинград» имеет следующие диапазоны:

1. 0,15 — 0,41 *мггц*.
2. 0,56 — 1,5 *мггц*.
3. 4,3 — 7,5 *мггц*.
4. 9,475 — 9,73 *мггц*.
5. 11,725 — 12,005 *мггц*.
6. 15,115 — 15,46 *мггц*.

Последние три диапазона являются растянутыми и обеспечивают плотность настройки порядка 3 *кгц/град*.

Идея растянутой настройки, в сущности, не является новой и находила себе применение и раньше, главным образом в диапазонных приемниках для коротковолновой связи. Хорошо известный радиолюбителям метод уменьшения плотности настройки с помощью электрического верньера, т. е. параллельного конденсатора малой емкости, также является разновидностью растянутой настройки, с той лишь разницей, что этот конденсатор является не главным, а лишь вспомогательным органом настройки и обычно не имеет шкалы. Однако, широкое применение растянутой настройки в вещательных приемниках началось лишь недавно. Это объясняется, прежде всего, повысившимся интересом к приему коротковолнового вещания и вытекающим отсюда стремлением обеспечить слушательский «комфорт», а также тем, что система растянутой настройки предъявляет весьма большие требования к стабильности частоты гетеродина. Появление же новых деталей и схем, обеспечивающих повышенную стабильность частоты гетеродина, позволило широко внедрить растянутую настройку.

Прежде чем перейти к рассмотрению практических схем и методов растянутой настройки, не лишним будет

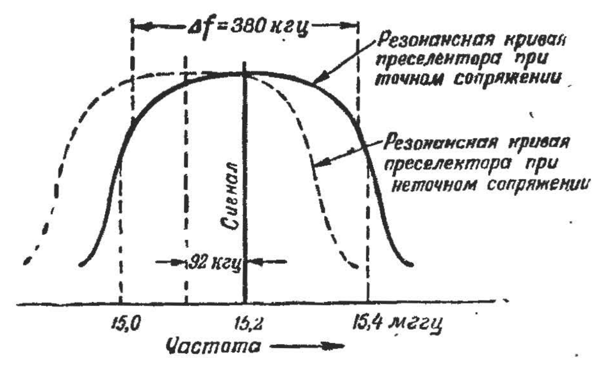
рассмотреть особенности, присущие самому принципу «растяжки» независимо от выбранной системы. В дальнейшем речь будет идти только о супергетеродинном методе приема в полосе частот от 5 до 30 *мггц*.

1. Преимущества растянутой настройки. Первое преимущество растянутой настройки — плавность настройки на принимаемый сигнал. Это преимущество самоочевидно и вытекает из того, что при полном перекрытии по шкале порядка 300—400 *кгц* на шкале уложится всего лишь 30—40 станций, т. е. столько же, сколько на средневолновом диапазоне.

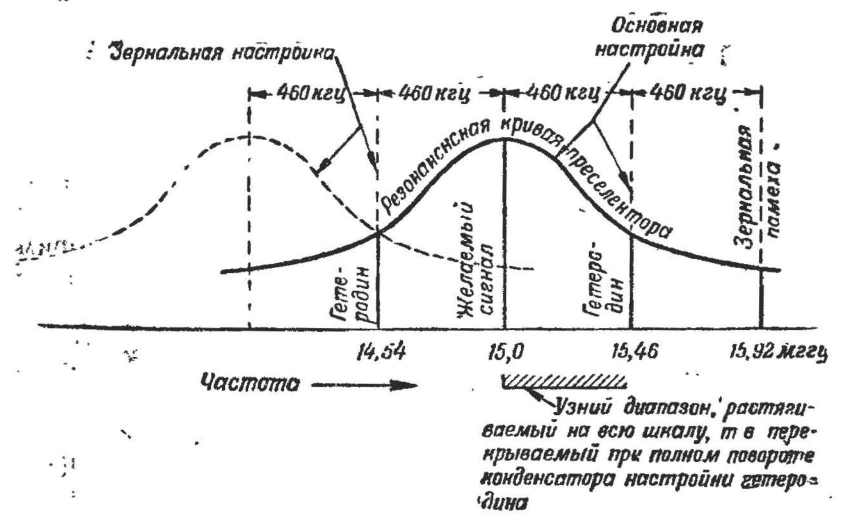
Второе преимущество — дальнейшее облегчение проблемы сопряжения настройки гетеродина с преселектором. В конце предыдущей главы было показано, что с повышением частоты принимаемых сигналов вопросы сопряжения упрощаются. В случае же растянутой настройки, когда ведется прием в узких полосах частот порядка 200—300 *кгц*, задача точного сопряжения контуров гетеродина и преселектора вообще почти теряет смысл, так как ширина резонансной кривой преселектора становится одного порядка с шириной принимаемого диапазона. Пусть, например, прием ведется в узком диапазоне 15,0—15,4 *мггц*; промежуточная частота $f_{пр} = 460$ *кгц*. Ширина полосы пропускания преселектора для средней частоты диапазона будет равна приблизительно $\frac{f_{ср}}{Q}$. При добротности контура 40 $\Delta f = \frac{15\,200}{40} = 380$ *кгц*, ширина же всего диапазона 15 400—1 500 = 400 *кгц*. Если предположить, что расхождение в сопряжении достигает даже 20% $f_{пр}$, т. е. 92 *кгц*, то ослабление сигнала будет все же весьма мало заметным (фиг. 9).

Далее, гетеродин приемника может дать биения промежуточной частоты одновременно по двум приемным каналам, отличающимся друг от друга на $2 f_{пр}$. Второй канал может оказаться в это время занятым какой-либо станцией, и в этом случае сигнал от этой станции называют «зеркальной помехой». Например, при $f_{пр} = 460$ *кгц* настройка гетеродина на частоту 15,46 *мггц* дает возможность приема двух сигналов: одного с частотой 15,46 — 0,46 = 15 *мггц* и другого с частотой 15,46 + + 0,46 = 15.92 *мггц*. Если нас интересует, положим, первый из них, то от второго можно избавиться только до каскада преобразования частоты, т. е. с помощью из-

бирательного преселекторного контура (фиг. 10). С другой стороны, один и тот же сигнал можно принять при двух настройках гетеродина; в нашем случае, например, сигнал с частотой 15 *мггц* можно услышать дважды, проходя гетеродином через частоты 14,54 *мггц* и 15,46 *мггц*; первая из этих настроек (если гетеродин нормально рассчитан на частоты выше частоты сигнала) будет «зеркальной настройкой». Это явление можно устранить, только повышая входную избирательность, как и в случае зеркальной помехи. Но, к сожалению, на коротких волнах преселекторный контур невозможно



Фиг. 9. Расстройка преселектора при приеме в узком к. в. диапазоне.



Фиг. 10. Зеркальная помеха и зеркальная настройка.

выполнить достаточно избирательным. Применение же растянутой настройки хотя и не избавляет от зеркальной помехи, но устраняет зеркальную настройку. Действительно, в случае, например, нерастянутого диапазона 6—18 *мггц* при $f_{пр} = 460$ *кгц* частота гетеродина изменяется от 6,46 до 18,46 *мггц*. При настройке гетеродин будет неизбежно проходить через обе частоты, соответствующие одному и тому же сигналу (фиг. 10). Настройка гетеродина и преселектора одной ручкой не спасает дела вследствие широкой полосы пропускания последнего; на зеркальной настройке сигнал все же будет слышен, хотя и с меньшей громкостью, чем на основной. Не то получится при растянутой настройке: гетеродин настраивается только в узких пределах (не превышающих величины $2 f_{пр}$) и зеркальные настройки просто выпадают из шкалы данного диапазона. В этом заключается третье достоинство растянутой настройки.

Еще одно достоинство растянутой настройки заключается в том, что для получения равномерного распределения частот по шкале настройки конденсаторы настройки могут быть и не прямочастотными. Возвращаясь к графику фиг. 4, видим, что в области повышенных частот отдельные участки кривой изменения емкости можно считать (с достаточной точностью в этих небольших пределах) прямолинейными; следовательно, прямоемкостные конденсаторы с полукруглыми пластинами дадут в этих пределах достаточно равномерное распределение частот на шкале настройки.

2. Недостатки растянутой настройки. Даже не вдаваясь в рассмотрение отдельных схем растянутой настройки, можно заключить, что для перекрытия хотя бы четырех-пяти растянутых диапазонов необходимо в той или иной мере усложнять схемы контуров преселектора и гетеродина. Усложнение это возрастает, если применяется ступень резонансного усиления в. ч., а также если приемник всеволновый, т. е. рассчитывается на прием также и длинных и средних волн. Это неизбежное усложнение схемы и вытекающее из него усложнение первоначальной регулировки приемника составляют первый недостаток растянутой настройки.

Усложнение схем частично компенсируется упрощением проблемы сопряжения. Усложнение начальной регулировки заключается в том, что необходимо точно настроить приемник на ряд определенных частот, для чего

нужен хороший сигнал — генератор. Процесс подгонки индуктивностей и емкостей каждого контура также достаточно кропотлив. В целях упрощения переключений желательно применять специальные схемы гетеродинов, в которых контур подключается к схеме только в одной точке (не считая заземленного конца). Несколько таких схем будет описано ниже в главе III.

3. Устойчивость. При растянутой настройке особенное значение приобретает вопрос устойчивости приема. Устойчивость приема в супергетеродине определяется двумя независимыми друг от друга факторами: 1) устойчивостью несущей частоты сигнала и 2) устойчивостью частоты гетеродина. Любое изменение одной из этих частот влечет за собой изменение промежуточной частоты; выше было показано, что при высокой избирательности УПЧ это может привести к полной невозможности устойчивого приема сигнала. Так как устойчивость частоты сигнала от приемника не зависит, то на первый план выдвигается стабильность частоты гетеродина, особенно при коротковолновом приеме. Пусть прием ведется в средневолновом диапазоне на супергетеродин с $f_{np} = 460$ *кгц*. Допустим, что частота гетеродина по тем или иным причинам колеблется в пределах $\pm 1\%$. Если частота принимаемого сигнала равна 0,5 *мггц*, то частота гетеродина будет 0,96 *мггц* $\pm$ 9,6 *кгц*. Изменение промежуточной частоты, следовательно, составит $\frac{9{,}6}{460} \cdot 100\% = 2{,}4\%$. Такая расстройка по отношению к УПЧ вызовет ослабление сигнала, но все же прием будет возможен. В случае же приема сигнала с частотой, например, 10 *мггц*, частота гетеродина будет 10,46 *мггц* и ее изменение на 1% составит уже 104,6 *кгц*; при этом f_{np} изменится на $\frac{104{,}6}{460} \cdot 100\% = 25\%$, что приведет к полному пропаданию сигнала. Для восстановления приема придется перестроить приемник так, чтобы восстановить прежнюю величину f_{np}, и если отклонения частоты гетеродина будут достаточно частыми, то прием в этом случае практически становится невозможным. При растянутой настройке это положение еще более усугубляется. Действительно, изменение f_{np} будет одно и то же независимо от того, занимает ли диапазон всю шкалу настройки или только узкий ее участок; но если при

широком перекрытии достаточно поворота ручки настройки на небольшой угол, чтобы вновь найти сигнал, то при растянутой настройке в рассмотренном нами примере понадобится передвинуть для этого указатель почти на $^1/_4$ всей шкалы. Действительно, так как ширина диапазона по всей шкале будет порядка 300—400 *кгц*, то гетеродин понадобится перестроить на 104 *кгц*; при более высоких частотах при такой нестабильности гетеродина сигнал может вообще выпасть из шкалы настройки. Этот несколько утрированный пример иллюстрирует второй и основной недостаток растянутой настройки — весьма повышенные требования к схеме гетеродина в смысле стабильности его частоты.

Из этого недостатка непосредственно вытекает и третий недостаток: трудность градуировки с достаточной точностью шкал поддиапазонов в частотах. Любое изменение параметров гетеродинного контура — изменение сопротивления и диэлектрических свойств изоляции с температурой, колебания питающих напряжений, смена ламп высокочастотной части приемника — неизбежно приведет к чрезмерно большому разбросу градуировки. Этим же объясняется и то, что в вещательных приемниках, имеющих растянутые диапазоны, но не имеющих отдельного гетеродина (например, 6Н-25), градуировка растянутых диапазонов, как правило, не совпадает с градуировкой основного коротковолнового диапазона с широким перекрытием. Приемники более высокого класса, например, Т-689 и «Ленинград», имеют отдельные гетеродины; «Ленинград» снабжен гетеродином, собранным по транзитронной схеме дающей высокую стабильность частоты и упрощающей коммутацию.

При растянутой настройке перекрывается только несколько диапазонов, отделенных друг от друга промежутками, превосходящими по ширине самые диапазоны. Этот недостаток не является особенно существенным для радиослушателя и имеет значение, главным образом, для профессиональных связных приемников. В дальнейшем будет показано, что применение двойного преобразования частоты позволяет устранить этот недостаток.

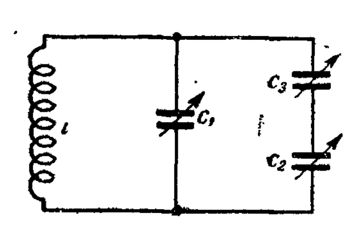
ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАЗЛИЧНЫЕ СИСТЕМЫ РАСТЯНУТОЙ НАСТРОЙКИ

Из всего разнообразия всевозможных методов растяжки ниже будут рассмотрены только наиболее распространенные системы настройки изменением емкости.

1. Основная схема растянутой настройки и ее разновидности. Идеальной системой получения растяжки в смысле гибкости была бы схема контура фиг. 11. Здесь катушка L и конденсатор с большим перекрытием C_1 рассчитаны на широкий диапазон. Конденсаторы C_2 и C_3, соединенные последовательно, включены в параллель с главным конденсатором настройки. Минимальная емкость контура для каждого «растягиваемого» диапазона устанавливается конденсатором C_1, который мы назовем удлиняющим. Основным органом настройки является конденсатор C_2. Назначение конденсатора C_3, включенного последовательно с конденсатором C_2, заключается в уменьшении максимальной емкости последнего до нужных пределов. Этот конденсатор в дальнейшем мы будем называть укорачивающим. Таким образом, установив C_1 на несколько фиксированных положений, соответствующих нижней частотной границе растягиваемых участков широкого диапазона, можно с помощью конденсатора C_3 растянуть каждый из них на всю шкалу конденсатора C_2.

На практике такая схема не применяется, так как содержит три органа настройки, а при необходимости перекрывать еще и средне- и длинноволновые диапазоны к ним добавится еще и переключатель индуктивностей. Число ручек настройки можно сократить, если насадить роторы конденсаторов C_1 и C_3 на одну ось; емкость конденсатора C_3 при этом должна изменяться по определенному закону с таким расчетом, чтобы для любой установки C_1 суммарная емкость конденсаторов C_2 и C_3 получалась нужной величины. Этот метод, однако, слишком сложен для радиолюбительских целей. Можно далее из схемы фиг. 11 исключить емкость C_3, если при-

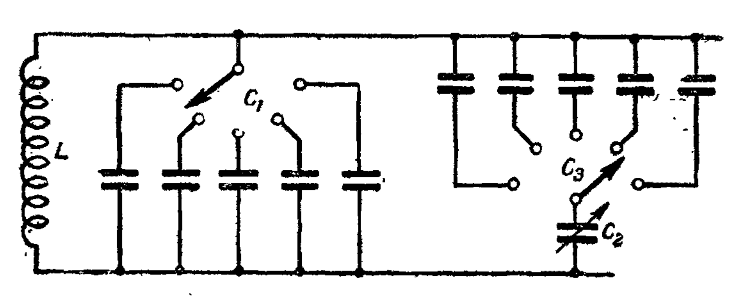


Фиг. 11. Основная схема растянутой настройки.

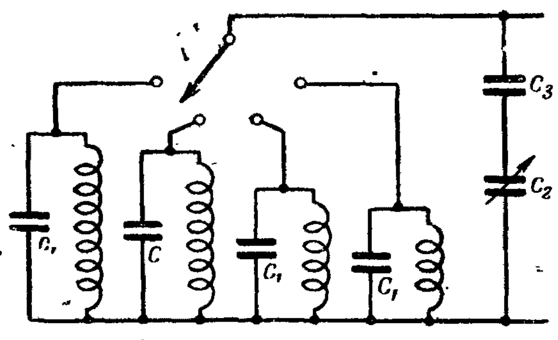
примириться с тем, что перекрытие всех желаемых диапазонов по шкале не будет одинаковым. Нетрудно убедиться, что в этом случае получится обычная система с электрическим верньером. Однако, главным конденсатором настройки будет являться конденсатор C_2; положения же конденсатора C_1 фиксируются при наладке приемника раз навсегда. Такой метод растяжки часто применяется в диапазонных приемниках для любительской связи; его основное достоинство — простота. Однако, большинство практически применяемых схем растянутой настройки строится на основе схемы фиг. 11, причем здесь возможны три основные разновидности.

1. (фиг. 12). Катушка индуктивности — одна для всех растянутых диапазонов; емкости C_1 и C_3 выполняются в виде системы полупеременных конденсаторов с переключателем для каждого диапазона. Емкость C_2 в этом случае выбирается такой, чтобы обеспечить перекрытие самого низкочастотного диапазона.

2. (фиг. 13). Емкость C_3 сохраняется постоянной для всех растянутых диапазонов, смена же диапазонов осу-



Фиг. 12. Схема с одной катушкой.



Фиг. 13. Схема с отдельными катушками и триммерами.

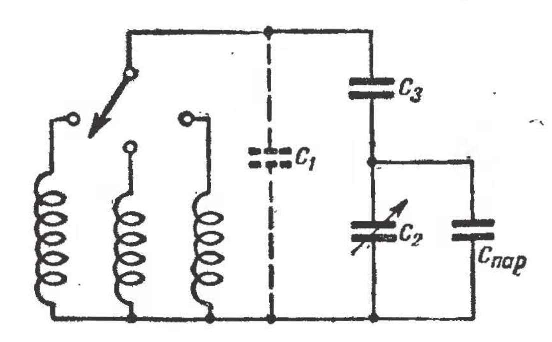
ществляется применением отдельных катушек со своими триммерами C_1.

3. (фиг. 14). Обе емкости C_1 и C_3 сохраняются постоянными для всех растянутых диапазонов, выбор же диапазонов производится отдельными катушками без триммеров.

Все эти методы имеют свои достоинства и недостатки, которые в дальнейшем будут рассмотрены более подробно. Пока укажем лишь, что наиболее распространенным как в фабричной, так и в любительской аппаратуре является последний метод.

Схемы контуров преселектора и гетеродина могут быть совершенно аналогичными; следует лишь позаботиться о том, чтобы в каждом диапазоне оба контура перекрывали одинаковую полосу частот со сдвигом на величину промежуточной частоты.

2. Основные формулы расчета растянутой настройки. Все упомянутые выше разновидности растянутой настройки можно свести к единой расчетной схеме, изображенной на фиг. 15,*а* и *б*. Здесь емкость C_1 — общая параллельная емкость контура, в которую входят: 1) емкость удлиняющего конденсатора; 2) распределенная емкость катушки; 3) входная емкость лампы; 4) выходная емкость (анод—катод) предыдущей лампы; 5) всевозможные паразитные емкости (емкость проводов, плат переключателей и т. д.). Для любительских конструкций с достаточной точностью можно считать емкости 2—5 равными в сумме 15—20 *мкмкф*. Емкость C_3 — укорачивающий конденсатор, с помощью которого устанавливается минимальная частота растягиваемого



Фиг. 14. Схема с отдельными катушками и с общим параллельным конденсатором C_1 или $C_{пар}$.

диапазона. C_0 — минимальная емкость конденсатора переменной емкости C_2. В некоторых случаях, как увидим дальше, удлиняющий конденсатор удобно включать не параллельно катушке, а параллельно переменному конденсатору C_2 (фиг. 15,*б*). В этом случае C_1 представляет собой только сумму емкостей от п. 2 по п. 5. Наконец, C — перекрытие переменного конденсатора по емкости, т. е. разность его максимальной и минимальной емкости. Ясно, что при настройке эта величина будет изменяться от нуля до C.

Заданы: 1) границы диапазона, т. е. его минимальная и максимальная частоты; 2) начальная и конечная ёмкость переменного конденсатора; 3) минимальная начальная емкость контура (складывающаяся из всех емкостей, показанных на фиг. 15,*а* и *б*). Требуется определить: 1) величину укорачивающей емкости C_3; 2) величину удлиняющей емкости для включения ее параллельно катушке и параллельно конденсатору C_2.

Примем следующие обозначения:

$f_{мин}$ — минимальная частота диапазона;

$f_{макс}$ — максимальная частота диапазона;

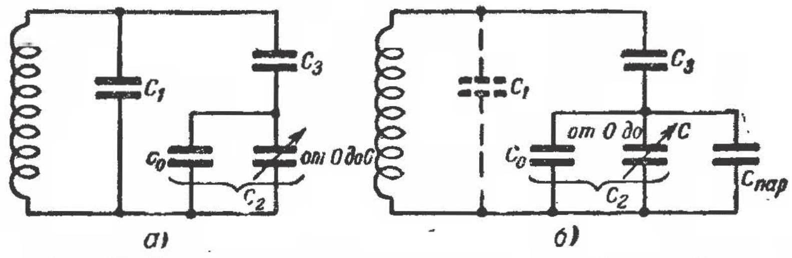
$C_{мин}$ — минимальная емкость контура, определяющая собой $f_{макс}$;

эту емкость в любительских конструкциях редко удается сделать меньше 35—40 *мкмкф*;

$C_{макс}$ — максимальная емкость контура, определяющая собой $f_{мин}$;

C_0 — минимальная емкость конденсатора C_2;

C — перекрытие конденсатора C_2 по емкости, т. е. разность его максимальной и минимальной емкостей: $C = C_2 - C_0$.



Фиг. 15. Основная расчетная схема растянутой настройки.

Величину $C_{макс}$ будем считать также известной. Как она подсчитывается, станет ясно впоследствии.

Тогда при частоте $f_{мин}$:

$$C_{макс} = C_1 + \frac{(C_0 + C)\,C_з}{C_0 + C + C_з} \tag{6}$$

и при частоте $f_{макс}$ (когда $C = 0$)

$$C_{мин} = C_1 + \frac{C_0 \cdot C_з}{C_0 + C_з}. \tag{7}$$

Рассмотрим вначале случай включения удлиняющего конденсатора параллельно катушке. Для этого, вычитая равенство (7) из (6), находим:

$$\Delta C = C_{макс} - C_{мин} = \frac{(C_0 + C)\,C_з}{C_0 + C + C_з} - \frac{C_0 \cdot C_з}{C_0 + C_з}.$$

Решая это уравнение относительно $C_з$, получим:

$$C_з = \frac{\Delta C\,(C + 2\,C_0) + \sqrt{[\Delta C\ (C + 2C_0)]^2 + 4\,(C - \Delta C)\,(C + C_0)\,C_0 \Delta C}}{2\,(C - \Delta C)}. \tag{8}$$

Определив таким образом емкость $C_з$, из равенства (7) находим величину C_1:

$$C_1 = C_{мин} - \frac{C_0\,C_з}{C_0 + C_з}. \tag{7a}$$

Для случая же удлиняющей емкости, включенной параллельно конденсатору C_2, искомой величиной будет в первую очередь емкость $C_{пар}$ (фиг. 15, *б*). Величина C_1 в этом случае означает только сумму паразитных емкостей (порядка 15—20 *мкмкф*).

Преобразуя уравнения (6) и (7), получим:

из (6):

$$C_{макс} - C_1 = \frac{(C_{пар} + C_0 + C)\,C_з}{C_{пар} + C_0 + C + C_з}; \tag{6a}$$

из (7):

$$C_{мин} - C_1 = \frac{(C_{пар} + C_0)\,C_з}{C_{пар} + C_0 + C_з}. \tag{7б}$$

Введем обозначения: $C_{макс} - C_1 = K_1$ и $C_{мин} - C_1 = K_2$.

Тогда из (7б) находим:

$$C_в = \frac{K_2 (C_{пар} + C_0)}{(C_{пар} + C_0) - K_2}. \quad (9)$$

Подставляя значение $C_в$ в (6а) и решая полученное уравнение относительно $C_{пар}$, получим:

$$C_{пар} = \frac{C}{2}\left(\sqrt{1 + \frac{4K_1K_2}{C(K_1 - K_2)}} - 1\right) - C_0. \quad (10)$$

Зная величину $C_{пар}$, легко из уравнения (9) найти величину $C_в$.

Формулы (8) и (10) являются основными для расчета описываемых ниже систем растянутой настройки.

Необходимо помнить, что при включении удлиняющего конденсатора параллельно катушке величина C_1, найденная из формулы, уже включает в себя сумму паразитных емкостей контура. Практически удлиняющие емкости обычно выполняются полупеременными, так что при начальной регулировке приемника все неточности можно скомпенсировать.

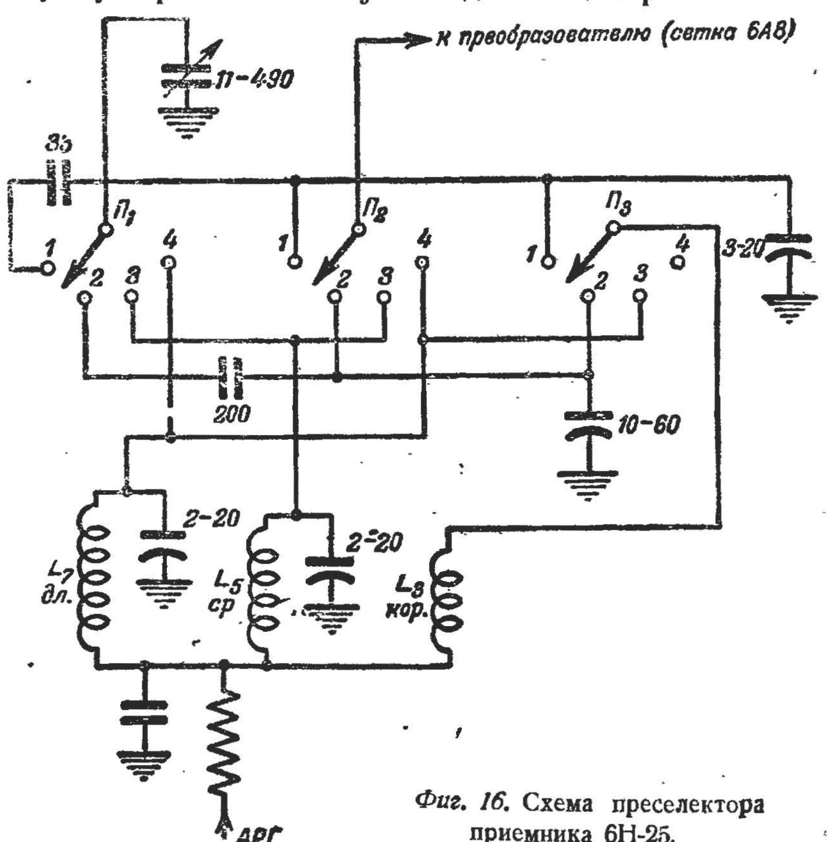
3. Схема с постоянной катушкой (фиг. 12). Эта схема наиболее пригодна для небольшого числа растянутых диапазонов — не более двух-трех. Это вытекает из того, что индуктивность катушки приходится выбирать по наиболее высокочастотному диапазону, и следовательно, при большом их числе для низкочастотных диапазонов придется брать слишком большие емкости. В результате уменьшится резонансное сопротивление контура $Z_0 = Q\sqrt{\frac{L}{C}}$, а следовательно, и усиление. Кроме того, во всеволновом приемнике такая система чересчур усложняет коммутацию, так как помимо переключателей, показанных на фиг. 12, придется иметь еще и переключатель катушек длинных, средних и коротких волн, а в контуре гетеродина — переключатель среднего вывода катушки (при трехточечной схеме). С другой стороны, в любительских условиях такая схема упрощает начальную регулировку приемника, так как подстройку с помощью триммеров осуществить легче, чем изменением индуктивности.

Примером подобной схемы может служить схема высокочастотной части приемника 6Н-25 (фиг. 16). Здесь показана схема преселектора. Диапазоны приемника следующие:

Длинные волны	150 — 420 *кгц*	2 000 — 714 *м*
Средние волны	520 — 1 600 *кгц*	576 — 187,5 *м*
Растянутый 25 — 31 *м*	9,45 — 12,1 *мггц*	31,6 — 24,7 *м*
Растянутый 16 — 19 *м*	15,1 — 17,9 *мггц*	19,9 — 16,8 *м*

Как видно из таблицы, оба коротковолновых диапазона являются растянутыми только частично, так как вещательные диапазоны 25, 31, 19 и 16 *м* занимают только часть соответствующих шкал.

При положении *1* (диапазоны 16—19 *м*) переключатель $П_1$ включает последовательно с переменным конденсатором 11 — 490 *мкмкф* укорачивающий конденсатор 33 *мкмкф*. Одновременно $П_3$ включает общую катушку коротких волн L_8 и подключает параллельно ей



Фиг. 16. Схема преселектора приемника 6Н-25.

удлиняющий триммер 3—20 *мкмкф*. Переключатель $П_2$ переключает соответствующим образом цепь сетки преобразователя. В положении *2* (диапазоны 21—31 *м*) аналогичным образом оказываются включенными укорачивающий конденсатор 200 *мкмкф* и удлиняющий триммер 10—60 *мкмкф*. Положения *3* и *4* соответствуют средне- и длинноволновому диапазонам.

Расчет такого рода системы следует начинать с оценки минимальной емкости контура. Выше указывалось, что ее можно оценить в 35—40 *мкмкф*. Но чтобы избежать чрезмерной расстройки приемника при смене ламп, лучше к указанной цифре прибавить еще 5—6 *мкмкф*. Оценив, таким образом, величину $C_{мин}$, найдем индуктивность катушки по формуле:

$$L = \frac{25\,330}{f^2_{макс} \cdot C_{мин}}, \qquad (11)$$

где L — в *мкгн*; $C_{мин}$ — в *мкмкф*; $f_{макс}$ — в *мггц*.

Теперь, зная величину L для всех диапазонов, определяем необходимые величины минимальных и максимальных емкостей соответственно для максимальной и минимальной частоты каждого диапазона по формулам:

$$C_{мин} = \frac{25\,330}{f^2_{макс} \cdot L}, \qquad (11а)$$

$$C_{макс} = \frac{25\,330}{f^2_{мин} \cdot L}, \qquad (11б)$$

где L, C и f в тех же единицах, что и в формуле (11).

Далее, находим для каждого диапазона разность $\Delta C = C_{макс} - C_{мин}$, после чего, по известным минимальной и максимальной емкостям имеющегося переменного конденсатора, вычислим по формуле (8) для каждого диапазона величину последовательной укорачивающей емкости C_3.

После этого остается лишь из формулы (7а) найти для каждого диапазона емкости параллельных удлиняющих триммеров C_1. Ниже будет дан практический пример расчета такой системы.

4. Схемы с отдельными катушками для каждого диапазона (фиг. 13 и 14). Схемы этого типа следует считать более совершенными. Прежде всего, они позволяют значительно упростить коммутацию, особенно во всеволновых приемниках, в которых так или иначе должен

иметься переключатель катушек; следовательно, дело сводится лишь к увеличению числа его положений. Следующее достоинство этих схем в том, что для каждого диапазона можно подобрать высокое отношение $\frac{L}{C}$ и, следовательно, получить лучшие результаты в смысле чувствительности. Недостатком обеих схем является то, что для начальной подстройки контуров необходимо иметь возможность плавного изменения индуктивности каждой катушки (что в любительских условиях чаще всего выполняется путем сматывания витков, процедуры достаточно неудобной). Кроме того, расчет и изготовление большого числа катушек — дело более сложное и дорогое, чем применение триммеров. Но эти недостатки носят временный характер. В ближайшее время компактные катушки с карбонильными сердечниками станут для радиолюбителей более доступными, и тогда эти недостатки сгладятся.

Схема фиг. 13 отличается от схемы фиг. 14 наличием у каждой катушки триммеров и, как будет показано ниже, дает возможность точной растяжки каждого диапазона на всю шкалу настройки, чего со схемой фиг. 14 получить нельзя. Недостатком же ее является большее число деталей, вследствие чего эта схема применяется редко.

Расчет схемы фиг. 13 ведется в следующем порядке. Задавшись минимальной емкостью контура порядка 40—50 *мкмкф*, определяют по формуле (11) L для наивысшей частоты наиболее высокочастотного диапазона, после чего по найденной величине L находят из формулы (11б) максимальную емкость для наинизшей частоты этого же диапазона. Разность обеих емкостей $\Delta C = C_{макс} - C_{мин}$ сохраняют постоянной для всех диапазонов; меняться должны лишь индуктивности катушек и их удлиняющие триммеры, определяющие минимальную емкость для каждого диапазона. Индуктивности катушек последующих диапазонов найдутся по формуле

$$L = \frac{25\,330}{\Delta C}\left(\frac{1}{f^2_{мин}} - \frac{1}{f^2_{макс}}\right), \qquad (12)$$

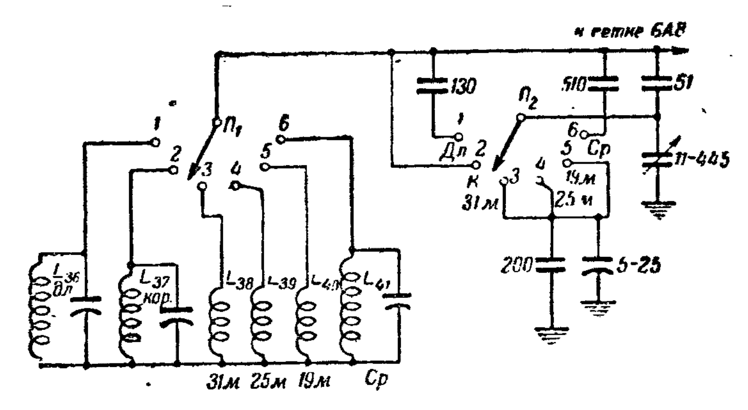
где $f_{мин}$ и $f_{макс}$ — соответственно наинизшая и наивысшая частоты данного диапазона в *мггц* и ΔC — известная уже величина в *мкмкф*. Емкость укорачивающего

конденсатора C_3 находится из формулы (8) по известной величине ΔC и данным имеющегося в распоряжении переменного конденсатора C_2. Емкости параллельных триммеров C_1 для катушек определяются по формуле (7а), где $C_{мин}$ известно. Из формулы (12) видно, что при постоянной величине ΔC индуктивность имеет вполне определенную величину для любого диапазона, ограниченного частотами $f_{мин}$ и $f_{макс}$. Так как с помощью формулы (8) можно точно подобрать емкость C_3 для получения нужной величины ΔC, то ясно, что можно любой диапазон растянуть точно на всю шкалу конденсатора C_2, если только для этого диапазона применена отдельная катушка со своим параллельным триммером.

Как указывалось выше, наиболее распространенной в настоящее время является схема фиг. 14, в которой минимальная и максимальная емкости контуров остаются для всех диапазонов неизменными. Достоинства этой схемы следующие: 1) простота коммутации; 2) возможность получения высокого отношения $\frac{L}{C}$ для каждого диапазона; 3) минимальное количество деталей по сравнению с предыдущими схемами. Недостатком же этой схемы является то, что, применяя одну и ту же минимальную емкость, невозможно добиться одинаковой растяжки всех заданных диапазонов на всю шкалу (это станет ясным из примерного расчета, приведенного в конце книги). Поэтому такая система наиболее пригодна для небольшого числа растянутых диапазонов, не более трех-четырех. При большом числе диапазонов более высокочастотные диапазоны будут занимать все меньший участок шкалы.

Система растяжки этого типа применена, например, в приемнике «Ленинград» (фиг. 17, контур гетеродина). Диапазоны приемника следующие:

Диапазоны	Частота	Длина волны
Длинные волны	150—410 *кгц*	730—2 000 *м*
Средние волны	560—1 500 *кгц*	200—540 *м*
Короткие волны (нерастянутый)	4,3—7,5 *мггц*	40—70 *м*
Растянутый 31 *м* . . .	9,495—9,73 *мггц*	31—31,8 *м*
Растянутый 25 *м* . . .	11,725—12,005 *мггц*	25,1—25,6 *м*
Растянутый 19 *м* . . .	15,115—15,46 *мггц*	19,5—19,9 *м*



Фиг. 17. Схема контура гетеродина приемника „Ленинград".

При положении *1* переключатель $П_1$ включает катушку L_{36}, а переключатель $П_2$ подключает параллельно конденсаторы 51 и 130 *мкмкф*, уменьшая перекрытие переменного конденсатора 11—445 *мкмкф*. В положениях *3*, *4*, *5* переключатель $П_1$ включает катушки L_{38}, L_{39} и L_{40}. Переключатель $П_2$, оставляя включенным укорачивающий конденсатор 51 *мкмкф*, включает параллельный удлиняющий конденсатор 200 *мкмкф* с триммером 5—25 *мкмкф*. В положении *2* (диапазон 40—70 *м*) укорачивающий конденсатор 51 *мкмкф* закорачивается, и переменный конденсатор 11—445 *мкмкф* оказывается полностью подключенным к катушке L_{37}, имеющей свой удлиняющий триммер. Наконец, в положении *6* (средние волны) включается катушка L_{41} со своим триммером: укорачивающая емкость для переменного конденсатора составляется теперь из конденсаторов 51 и 610 *мкмкф*, включенных в параллель. Наличие укорачивающих конденсаторов на длинно- и средневолновых диапазонах объясняется повышенной индуктивностью катушек, вследствие чего требуется меньшее перекрытие по емкости.

Другим примером является система (фиг. 18), примененная во всеволновой радиоле РЛ-5, описанной в № 5 журнала «Радио» за 1947 г. (схема преселектора). Приемник имеет наряду с тремя обычными диапазонами два растянутых диапазона 9,4—9,8 *мггц* (30,6—32 *м*) и 15,0—15.3 *мггц* (19,5—20 *м*). Конденсатор 120 *мкмкф* закорачивается на трех первых диапазонах. На последних двух он оказывается включенным последовательно с главным переменным конденсатором

460 мкмкф. Одновременно параллельно последнему подключается удлиняющий конденсатор 500 *мкмкф*. Растяжка в гетеродинном контуре осуществляется аналогичным путем.

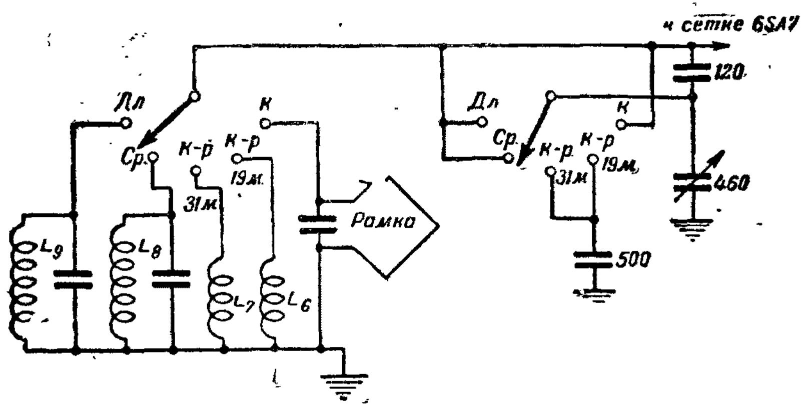
Расчет растяжки этого вида ведется в порядке, несколько отличном от ранее описанного для катушек с параллельными триммерами. Задавшись, как и в предыдущем случае, минимальной емкостью контура $C_{мин}$, определяем по формуле (11) индуктивность для самого низкочастотного диапазона. После этого необходимое для перекрытия данного диапазона изменение емкости находим по формуле

$$\Delta C = \frac{25\,330}{L_1}\left(\frac{1}{f^2_{мин}} - \frac{1}{f^2_{макс}}\right), \qquad (12\text{a})$$

где L_1 — известная уже индуктивность, определенная из формулы (11), в *мкгн*, а $f_{мин}$ и $f_{макс}$ — соответственно нижняя и верхняя частоты данного диапазона (*мггц*). Далее определяем по той же формуле (11) индуктивность для следующего диапазона, после чего проверяем получающуюся при найденном нами ΔC нижнюю границу диапазона

$$f_{мин} = \frac{159}{\sqrt{L_2(C_{мин} + \Delta C)}}. \qquad (13)$$

Если полученная частота окажется выше заданной для данного диапазона $f_{мин}$, то величину ΔC придется несколько увеличить.



Фиг. 18. Схема преселектора приемника РЛ-5.

Аналогичным образом определяются индуктивности и следующих диапазонов.

Параллельный удлиняющий триммер можно подключать либо параллельно катушкам, либо параллельно главному переменному конденсатору. В первом случае, исходя из найденной выше величины ΔC и данных имеющегося в распоряжении конденсатора переменной емкости, емкость укорачивающего конденсатора $C_з$ найдется из формулы (8), а удлиняющая емкость из формулы (7а). Во втором случае сначала определяется из формулы (10) величина удлиняющей емкости $C_{пар}$, для чего следует задаться величиной C_1 порядка 15—20 *кмкф*. Величина $C_{мин}$ задана выше (40—50 *мкмкф*); максимальная же емкость $C_{макс} = C_{мин} + \Delta C$, где ΔC определена выше. Найдя по формуле (10) величину $C_{пар}$, нетрудно найти из формулы (9) величину укорачивающей емкости $C_з$.

Последний способ подключения триммера наиболее распространен (приемники «Ленинград», РЛ-5), так как он позволяет упростить переключения.

В конце книги приводится примерный расчет схемы такого типа, основанный на использовании номограммы $L - C - f$, делающей расчет весьма наглядным.

5. Фиксированная настройка контуров преселектора. Выше было показано, что на коротких волнах полоса пропускания резонансных контуров $\Delta f = \frac{f_0}{Q}$ получается довольно широкой даже при контурах с высокой добротностью. Этим можно воспользоваться для дальнейшего упрощения схемы, отказавшись от настройки преселектора в пределах данного диапазона и выполнив его в виде ряда фиксированных контуров, настраиваемых раз навсегда на среднегеометрическую частоту данного диапазона:

$$f_{ср} = \sqrt{f_{макс} \cdot f_{мин}}. \qquad (14)$$

Если ширина диапазона $f_{макс} - f_{мин}$ составляет не более 2—3% от $f_{ср}$, то ширина полосы пропускания такого контура будет настолько мало отличаться от ширины диапазона, что результаты практически не изменятся, если вести настройку одним только конденсатором гетеродина. Если, однако, ширина диапазона пре-

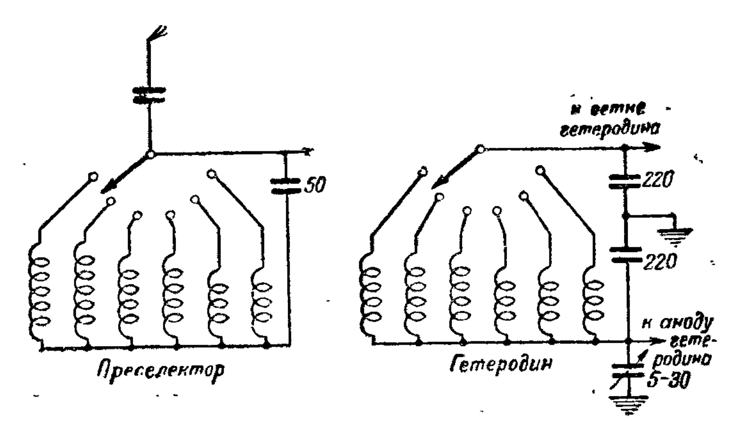
вышает 3% от $f_{ср}$, то по краям диапазона усиление понизится. При повышенных частотах, впрочем, это будет мало заметно, так как наиболее широкие диапазоны как раз имеют и высокие средние частоты, при которых полоса пропускания контура сильно расширяется за счет шунтирующего действия лампы (см. гл. 1).

Рассмотрим следующую таблицу:

Таблица 1

Диапазоны в *мгц*	Ширина диапазона $f_{макс} - f_{мин}$ в *кгц*	$f_{ср}$ в *кгц*	Относительная ширина диапазона $\frac{f_{макс} - f_{мин}}{f_{ср}} \cdot 100\%$
3,5—4,0 (80 *м*)	500	3 740	13,4
6,0—6,2 (49 *м*)	200	6 100	3,24
7,0—7,3 (40 *м*)	300	7 150	4,2
9,5—9,7 (31 *м*)	200	9 600	2,1
11,7—11,9 (25 *м*)	200	11 800	1,7
14,0—14,4 (20 *м*)	400	14 200	2,8
15,1—15,4 (19 *м*)	300	15 250	1,97
17,7—18,0 (16 *м*)	300	17 850	1,68
21,0—21,5 (14 *м*)	500	21 250	2,24
21,5—21,7 (13 *м*)	200	21 600	0,93
25,6—26,6 (11 *м*)	1 000	26 100	3,8
28,0—29,7 (10 *м*)	1 700	28 800	5,9

Из этой таблицы видно, что большинство коротковолновых вещательных диапазонов укладывается в «норму» 2—3%. Лишь диапазоны любительской связи 80, 40 и 10 *м* превышают эту норму. Таким образом, в случае наиболее популярных вещательных диапазонов, например, 31, 25 и 19 *м* применение фиксированной настройки имеет смысл, позволяя обойтись без заметного ухудшения результатов-единственным органом настройки — конденсатором гетеродина. Что же касается любительских диапазонов, то для них фиксированную настройку обычно не применяют, так как для целей любительской связи желательно иметь возможно более высокую чувствительность. Помимо этого, в приемниках для любительской связи для повышения избирательности по зеркальному каналу часто применяют регенерацию в контуре преселектора. Так как регенерация сильно снижает полосу пропускания, то в этих случаях обычно преселектор имеет отдельную настройку.

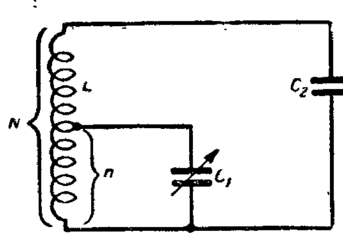


Фиг. 19. Схема высокочастотной части приемника РЛ-3.

Все рассмотренные нами системы растянутой настройки могут выполняться с фиксированными контурами преселектора. Для примера рассмотрим систему настройки приемника РЛ-3 («Радио», № 3, 1947 г.) (фиг. 19). Приемник имеет три фиксированных настройки на три выбранные станции на длинных и средних волнах и три растянутых диапазона (31, 25 и 19 *м*) с фиксированной настройкой преселектора. Схема настолько проста, что не нуждается в пояснениях. Отметим лишь, что гетеродин выполнен по схеме Колпитца, упрощающей (вследствие отсутствия катушки обратной связи) коммутацию.

Расчет такой системы никаких особенностей не представляет и сводится к расчету по формуле (14) любой из описанных выше систем на ряд фиксированных частот $f_{ср}$.

6. Растяжка с помощью секционированной катушки. Рассмотрим еще один метод получения растяжки (фиг. 20). Если конденсатор C_1 подключен параллельно не ко всей катушке L, а только части ее, то его емкость, пересчитанная в общий параллельный контур, окажется значительно уменьшенной. Действительно, конденсатор оказывается под-



Фиг. 20. Схема растяжки с секционированной катушкой.

ключенным как бы ко вторичной обмотке трансформатора; известно же, что любое сопротивление, подключенное к его вторичной обмотке, может быть перенесено в первичную обмотку, если его увеличить в число раз, равное квадрату отношения чисел витков первичной и вторичной обмоток. А так как сопротивление конденсатора переменному току обратно пропорционально величине его емкости, то ясно, что увеличение этого сопротивления равносильно уменьшению емкости. Так, если катушка имеет N витков, а конденсатор подключен к n-ному ее витку, считая снизу, то эквивалент емкости C_1, пересчитанной в общий параллельный контур, будет равен $C_1\left(\frac{n}{N}\right)^2$, а общая параллельная емкость контура будет равна:

$$C=\left(\frac{n}{N}\right)^2 C_1+C_2, \qquad (15)$$

где C_2 — параллельная удлиняющая емкость, включающая собственную емкость катушки и входную емкость лампы. Если $C_1=400$ *мкмкф*, а $C_2=15$ *мкмкф*, то при подключении конденсатора C_1, положим, к $^1/_3$ витков катушки, общая параллельная емкость контура будет:

$$C=\left(\frac{1}{3}\right)^2\cdot 400+15\approx 60 \text{ мкмкф}.$$

При этом уменьшается как начальная, так и конечная емкость конденсатора C_1. Изменяя место подключения C_1, можно сделать его перекрытие как угодно малым; для обеспечения же для заданной максимальной частоты диапазона минимальной начальной емкости параллельную емкость C_2 можно выполнить либо в виде отдельного конденсатора переменной емкости, либо в виде системы конденсаторов постоянной емкости с переключателем.

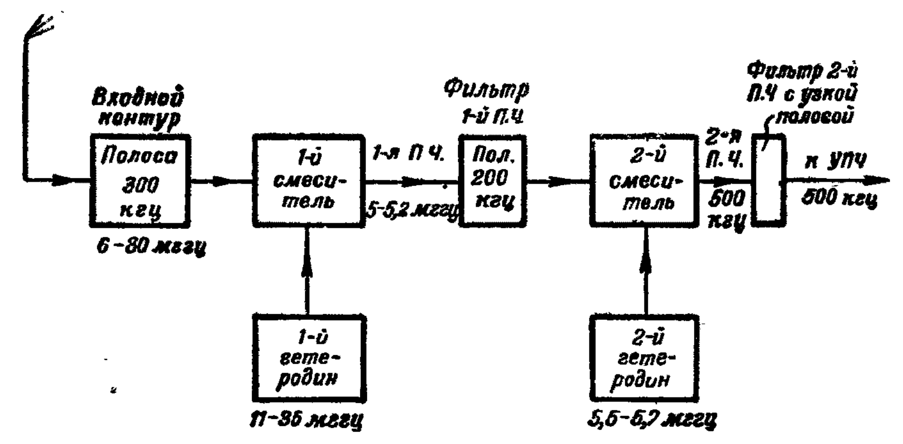
Хотя этот метод, имеющий распространение среди любителей, довольно прост, однако он пригоден лишь для небольшого числа диапазонов. Кроме того, начальная подгонка диапазонов по выводам катушки представляет собой довольно кропотливую операцию.

7. Растяжка с помощью двойного преобразования частоты. Как будет показано в следующей главе, при приеме высоких частот (особенно порядка 20—30 *мггц*) обычный супергетеродин может обеспечить удовлетворительную отстройку от зеркального сигнала только при

наличии 1—2 каскадов предварительного усиления высокой частоты. Эти каскады сильно усложняют высокочастотную часть приемника, особенно при системе растянутой настройки. Поэтому иногда выбирают высокую промежуточную частоту, при которой зеркальный сигнал почти не попадает в довольно тупую резонансную кривую преселектора. Но при высокой $f_{пр}$ сильно упадет усиление по промежуточной частоте и избирательность по сигналам станций, смежных по частоте. Это противоречие можно примирить, применив второе преобразование частоты, при котором первая, чрезмерно высокая $f_{пр}$, преобразуется в «нормальную» промежуточную частоту порядка 100—460 *кгц*; второй гетеродин, выполняющий это преобразование, обычно имеет фиксированную частоту, и вся настройка на станции ведется первым гетеродином (см., например, журнал «Радио», № 5, 1947 г.).

Помимо упомянутого преимущества двойное преобразование частоты дает возможность получить весьма простым путем растянутую настройку. При этом растяжка будет совершенно одинаковой в любой точке широкого диапазона, перекрываемого первым гетеродином. Для этого нужно лишь, обеспечив достаточно широкую полосу пропускания преселектора первого гетеродина, сделать настройку второго гетеродина не фиксированной, а переменной в пределах полосы первого преселектора.

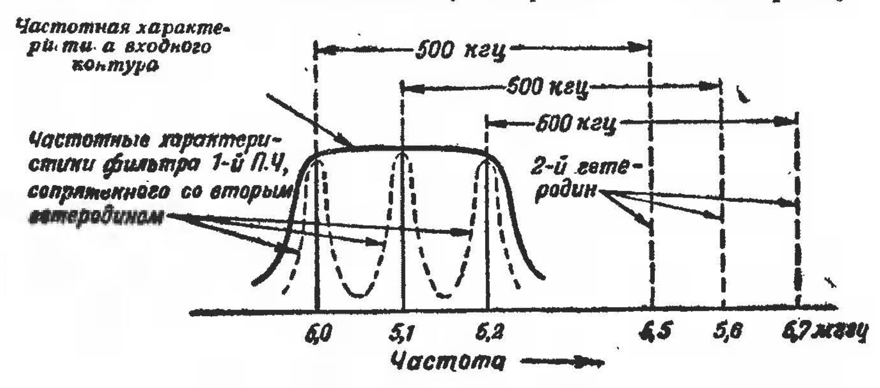
Блок-схема супера с двойным преобразованием частоты приведена на фиг. 21. Здесь сигналы из антенны



Фиг. 21. Блок-схема супера с двойным преобразованием частоты.

поступают на контур первого преселектора, перекрывающего диапазон 6—30 *мггц* в 2—3 ступени и имеющего тупую настройку с полосой пропускания 200—500 *кгц*. Первый гетеродин, перекрывающий диапазон 11—35 *мггц* и сопряженный с преселектором, создает со всеми сигналами, попадающими в полосу преселектора, промежуточную частоту от 5 до 5,2 *мггц*. При такой высокой промежуточной частоте, несмотря на тупую настройку преселектора, зеркальные помехи практически совершенно не будут попадать на сетку смесителя (см. раздел о выборе промежуточной частоты). Сигналы, имеющие теперь несущую частоту 5—5,2 *мггц*, подаются через полосовой фильтр с полосой 200 *кгц* на сетку второго смесителя. Частота второго гетеродина может изменяться в пределах 5,5—5,7 *мггц*. Меняя настройку второго гетеродина, можно с любым сигналом, попавшим в полосу 200 *кгц*, получить вторую промежуточную частоту 500 *кгц* (фиг. 22), которая и будет выделяться обычным узкополосным фильтром в анодной цепи второго преобразователя. Шкалу настройки второго гетеродина можно, очевидно, точно проградуировать в пределах 0—200 *кгц*. Таким образом, установив главную настройку в любой точке любого из диапазонов, можно, настраивая второй гетеродин в пределах 200 *кгц*, получить совершенно одинаковую растяжку по всей полосе перекрываемых частот.

Для устранения возможных помех по зеркальному каналу второго гетеродина можно фильтр первой промежуточной частоты выполнить узкополосным и настраивающимся в полосе 200 *кгц*, сопрягая его настройку



Ф г. 22. Образование второй промежуточной частоты в супере с двойиым преобразованием.

с настройкой второго гетеродина. Для возможности точного отсчета частот конденсатор настройки первого гетеродина необходимо снабдить механическим фиксатором, либо выполнить переменную емкость контура в виде системы полупеременных конденсаторов с переключателем. Для лучшего устранения возможных помех от станций, работающих в диапазоне 5—5,2 *мггц*, в цепь антенны можно включить фильтр-пробку.

Эта система, применяемая иногда в профессиональной аппаратуре, является, очевидно, наиболее совершенной, соединяя высокую гибкость со всеми преимуществами растянутой настройки. Такая система является также наиболее подходящей для работы с панорамным индикатором, дающим возможность наблюдать на экране электронно-лучевой трубки сигналы в широкой полосе частот.

Нетрудно сообразить, что, в сущности, само по себе двойное преобразование частоты вовсе не является принципиально необходимым для получения растяжки. Действительно, в рассмотренном нами случае можно, исключив из схемы второй преобразователь, осуществить все усиление сигнала прямо на промежуточной частоте 5—5,2 *мггц*, сделав лишь настройку УПЧ переменной. Тогда можно будет выбирать из анодной цепи первого смесителя биения первого гетеродина с сигналами станций, попавших в полосу преселектора. Однако, такая система растяжки в рассмотренном нами случае оказалась бы совершенно неудовлетворительной. При частоте 5 *мггц* невозможно обеспечить достаточную избирательность по соседним станциям, так как построить узкополосный фильтр на 5 *мггц* — задача очень трудная. Кроме того, для получения заметного усиления при частоте 5 *мггц* потребовалось бы значительное число каскадов усиления. Но если даже промежуточную частоту снизить до обычно применяемых величин (0,5—1,6 *мггц*), то все же при растянутой настройке изменение настройки УПЧ будет слишком велико (не говоря уже об усилении зеркальных помех, которое будет особенно заметным вследствие широкой полосы пропускания входных цепей приемника). Например, при настройке УПЧ от 0,4 до 0,6 *мггц* изменение его резонансной частоты составит $\frac{0,6-0,4}{0,5} \cdot 100\% = 40\%$. Учитывая далее, что необходимо изменять настройку одновременно двух-

трех резонансных контуров промежуточной частоты, легко придти к выводу, что основные преимущества супергетеродинного приема (вытекающие из усиления на фиксированной частоте) в значительной мере пропадают.

По такому принципу построена приставка с растянутой настройкой, описанная в № 6 журнала «Радио» за 1947 г. Она представляет собой каскад преобразования частоты с фиксированными контурами преселектора и гетеродина, выполненными по системе с постоянной катушкой. Приставка подключается к приемнику прямого усиления с каскадом высокой частоты, играющему роль усилителя переменной промежуточной частоты, примерно от 800 до 1 200 *кгц*. По существу, эта приставка представляет собой прибор, преобразующий коротковолновые станции в средневолновые, которые и принимаются обычным путем на средневолновый приемник. Недостатком такой приставки является возможность помех от мощных средневолновых станций, особенно в больших городах.

Из сказанного выше следует, что применение переменной настройки УПЧ для получения растяжки имеет смысл лишь при повышенной промежуточной частоте, при которой изменение настройки УПЧ при растяжке невелико. Так, при настройке от 5 до 5,2 *мггц* изменение резонансной частоты составит $\frac{5{,}2-5}{5{,}1} \cdot 100\% \approx 4\%$, т. е. весьма небольшую величину. Недостатки же, свойственные высокой промежуточной частоте (плохая избирательность по соседнему каналу и малое усиление), можно обойти, применяя двойное преобразование частоты. Та же приставка с растянутой настройкой даст значительно лучшие результаты, если ее применить совместно с обычным супергетеродином (например 6Н-25, Урал, ВЭФ-557 и т. п.). В этом случае вся комбинация представит собой приемник с двойным преобразованием со всеми его преимуществами.

Система первого преобразователя частоты рассчитывается одним из изложенных выше методом. При катушках с высокой добротностью для расширения их полосы пропускания до нужных пределов может потребо-

ваться шунтирование их сопротивлениями, величина которых находится по формуле

$$R=\frac{2\pi L f_{cp}}{\frac{\Delta f}{f_{cp}}-\frac{1}{Q}}, \qquad (16)$$

где R — в *ом*;

L — в *мкгн*;

f_{cp} — в *мггц*;

Δf — необходимая полоса пропускания в *мггц*;

Q — добротность катушки без нагрузки.

Для диапазонов выше 9—10 *мггц* следует учесть, что роль этого шунта выполняет входное сопротивление лампы. Что касается второго гетеродина, то его конденсатор настройки должен иметь небольшое перекрытие (5 ÷ 10 *мкмкф*).

Двойное преобразование частоты, представляя некоторые определенные преимущества (основное из них — совмещение хорошей избирательности по зеркальному каналу с хорошей отстройкой по смежному каналу), имеет также и недостатки, главными из которых являются: 1) возможность возникновения помех от биений между гармониками обоих гетеродинов, которая усугубляется при приеме телеграфных станций наличием еще третьего гетеродина, и 2) повышенный уровень собственных шумов приемника вследствие наличия двух многосеточных преобразователей частоты. Но рациональная конструкция может эти недостатки свести к минимуму.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

НЕКОТОРЫЕ СООБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ЧАСТИ СУПЕРГЕТЕРОДИНА С РАСТЯНУТОЙ НАСТРОЙКОЙ

Из изложенного в предыдущих главах следует, что при конструировании приемника с растянутой настройкой необходимо стремиться найти наилучший компромисс между взаимно-противоречивыми факторами: усложнением схемы, удобством коммутации и простотой начальной регулировки. Комбинируя и видоизменяя

описанные выше системы, радиолюбитель-экспериментатор может составить схему, наиболее удовлетворяющую его вкусам и требованиям. Ниже приводятся некоторые практические соображения по расчету приемника с растянутой настройкой.

1. Выбор числа диапазонов и системы растяжки. *а) Добавление растянутых диапазонов к существующему всеволновому приемнику.* Такое добавление можно рекомендовать только достаточно квалифицированному любителю, так как оно влечет за собой коренную переделку высокочастотной части приемника. В этом случае надо начинать, прежде всего, с переключателя диапазонов приемника. Наиболее распространены переключатели на четыре положения и при желании сохранить их можно в большинстве случаев добавить лишь один растянутый диапазон — за счет положения выключения адаптера. Возможны, конечно, и другие варианты; в предельном случае можно исключить длинноволновый и коротковолновый (нерастянутый) диапазоны, оставив, таким образом, средневолновый и устроив три растянутых коротковолновых. Наиболее простой в этом случае является схема фиг. 15,*б*. Рекомендуемые диапазоны 31, 25 и 19 *м*.

б) *Вновь проектируемый 4—5-ламповый всеволновый супергетеродин* (без усиления высокой частоты и отдельного гетеродина). В этом случае переключатель не лимитирует выбора диапазонов. Лучше всего выбрать наряду с длинно- и средневолновым диапазонами не более 4—5 растянутых коротковолновых диапазонов: 49, 31, 25, 19, 16 *м* (по схеме фиг. 13 или 14). Если желательно вести прием не только вещания, но и любительских передач, то любительские диапазоны можно охватить, пожертвовав в некоторой степени растяжкой (табл. 3).

Таблица 3

Диапазоны в *мггц*	5,8—7,4	9,4—12,0	14,0—15,5	20,9—22,0	28,0—29,8
Волна в *м* . .	50—40	31—25	19—20	13—14	10

в) *Всеволновый супергетеродин повышенной чувствительности* (8—9-ламповый, с усилением высокой частоты и отдельным гетеродином). Диапазоны можно

выбрать те же, что и в предыдущем случае. Так как настроенный усилитель высокой частоты удваивает число контуров, то не следует применять более 4—5 растянутых диапазонов. Можно получить некоторое упрощение, применяя метод фиксированных контуров преселектора (по схеме фиг. 14). Соображения по выбору типа гетеродина изложены ниже.

г) *Коротковолновый супергетеродин высокой чувствительности для любительской связи и приема вещания.* К такому приемнику, естественно, предъявляются повышенные требования. Пожалуй, наилучшим вариантом такого приемника будет супергетеродин с двойным преобразованием частоты по системе, описанной в конце предыдущей главы. Такой приемник обеспечивает наибольшую гибкость, позволяя получить одну и ту же растяжку в любом месте широкого диапазона. Не следует забывать, что в некоторых случаях любителям придется вести прием вне своих диапазонов (например, связь с экспедициями и т. п.), приемник же, рассчитанный только на 3—4 диапазона, в этом случае окажется непригодным. Такой приемник можно рассчитать на общий диапазон примерно от 6 до 30 *мггц*, перекрываемый без растяжки в 3—4 ступени и в любой точке каждого диапазона имеющий растяжку 200—300 *кгц*.

2. **Выбор промежуточной частоты** Из всех возможных помех в супере наиболее неприятной является зеркальный сигнал. Это явление становится особенно ощутительным на коротких волнах вследствие тупой настройки преселектора. Способность отстройки от зеркального сигнала легко оценить простой формулой

$$\frac{\text{сила основного сигнала}}{\text{сила зеркального сигнала}} = Q\frac{4f_{np}}{f_{сиг}}\cdot\frac{f_{сиг}+f_{np}}{f_{сиг}+2f_{np}}, \quad (17)$$

где Q — добротность преселекторного контура, а $f_{сиг}$ и f_{np} — соответственно частота основного сигнала и промежуточная частота. Пусть, например, $Q=40$ и $f_{np}=$ $=460$ *кгц*. При приеме средневолновой станции с частотой 1 *мггц* ослабление зеркальной станции равно $40\cdot\frac{4\cdot 460}{1000}\cdot\frac{1000+460}{1000+2\cdot 460}=56$ раз. При приеме же коротковолновой станции при частоте, например, 15 *мггц*, даже если Q остается прежним, получим:

$$40\cdot\frac{4\cdot 460}{15\,000}\cdot\frac{15\,000+460}{15\,000+2\cdot 460}\approx 5 \text{ раз.}$$

В действительности ослабление будет еще меньшим, так как добротность с повышением частоты падает (см. главу I).

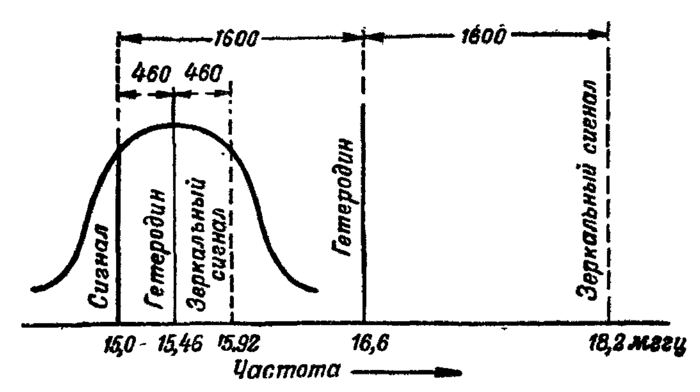
Из формулы (17) видно, что избирательность по зеркальному сигналу можно улучшить, либо повышая Q, либо повышая $f_{пр}$. Для повышения Q можно применить либо резонансное усиление на высокой частоте, либо регенерацию в контуре преселектора. Однако, в приемнике с растянутыми диапазонами применение усиления высокой частоты практично только при небольшом числе растянутых диапазонов, так как в противном случае конструкция сильно усложняется добавлением второго комплекта контуров. При диапазоне же выше 15—20 *мггц* Q падает настолько, что применение даже 1—2 каскадов усиления высокой частоты не дает заметного выигрыша в избирательности. В этом случае можно было бы помочь введением в преселектор регенерации. Однако, ее применяют редко, так как помимо недостаточной стабильности применение регенерации увеличивает число органов настройки на два: регулировка регенерации и отдельная настройка контура преселектора. Последнее необходимо потому, что преселектор при регенерации становится высокоизбирательным, и поэтому должен быть очень точно сопряжен с гетеродином. Более удовлетворительным решением вопроса, особенно в приемнике с растянутой настройкой, является повышение $f_{пр}$. Если в разобранном выше примере увеличить $f_{пр}$ до 1 600 *кгц*, то для приведенного выше примера получим: для сигнала в 1 *мггц* ослабление зеркальной помехи

$$40 \cdot \frac{4 \cdot 1\,600}{1\,000} \cdot \frac{1\,000 + 1\,600}{1\,000 + 2 \cdot 1\,600} = 157 \text{ раз}$$

и для сигнала 15 *мггц*

$$40 \cdot \frac{4 \cdot 1\,600}{1\,500} \cdot \frac{15\,000 + 1\,600}{15\,000 + 2 \cdot 1\,600} \approx 16 \text{ раз}$$

Из этих цифр видно, что повышение $f_{пр}$ примерно в четыре раза почти втрое улучшило избирательность по зеркальному сигналу. Чтобы получить такой же эффект при прежней $f_{пр}$, пришлось бы применить каскад усиления высокой частоты. Роль повышения $f_{пр}$ поясняет фиг. 23.



Фиг. 23. График, поясняющий выгодность применения повышенной промежуточной частоты.

Но при высокой $f_{пр}$ расширяется полоса пропускания усилителя промежуточной частоты и ухудшается избирательность по смежным станциям, а также падает усиление, для компенсации чего необходим дополнительный каскад усиления промежуточной частоты. Поэтому на первый взгляд может показаться, что не имеет особого смысла повышать $f_{пр}$. Но это не совсем так. Добавляя каскад усиления высокой частоты, мы усложняем схему высокочастотной части приемника, что становится чувствительным при системе растянутых диапазонов. Добавление же каскада усиления по промежуточной частоте, не вызывая усложнения схемы преселектора, в то же время увеличивает общее усиление приемника. Например, каскад усиления высокой частоты может дать дополнительное усиление порядка 5—10, каскад же усиления промежуточной частоты, даже при повышенной $f_{пр}$, может дать усиление порядка 20—30. Поэтому повышение промежуточной частоты желательно во всех отношениях. Это особенно существенно в случае системы с несколькими растянутыми диапазонами. Так, при $f_{пр} = 4$ *мггц* можно дважды использовать каждый диапазон гетеродина, что видно из таблицы 4.

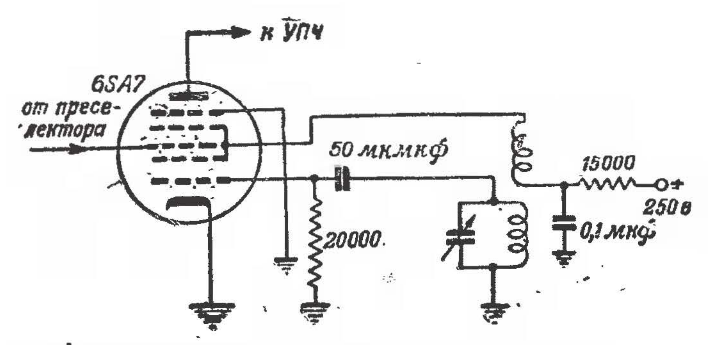
Выполнив преселектор в виде контуров с фиксированной настройкой (см. п. 5, главы III), можно входную часть приемника упростить еще более, так как при этом единственным органом настройки остается конденсатор гетеродина. Для повышения избирательности по соседнему каналу придется в этом случае либо повысить

Таблица 4

Диапазоны преселектора в *мгц*	Диапазоны гетеродина в *мгц*	Гетеродин настраивается на частоту
3,5—4,0	7,5—8,0	$f_{сиг}+f_{пр}$
5,9—6,5	9,9—10,5	$f_{сиг}+f_{пр}$
6,9—7,5	10,9—11,5	$f_{сиг}+f_{пр}$
9,3—9,8	13,3—14,8	$f_{сиг}+f_{пр}$
11,5—12,0	7,5—8,0	$f_{сиг}-f_{пр}$
13,9—14,5	9,9—10,5	$f_{сиг}-f_{пр}$
14,9—15,5	10,9—11,5	$f_{сиг}-f_{пр}$
17,3—17,8	13,3—14,8	$f_{сиг}-f_{пр}$
19,9—21,8	23,9—25,8	$f_{сиг}+f_{пр}$
27,9—29,8	23,9—25,8	$f_{сиг}-f_{пр}$

добротность контуров промежуточной частоты, либо применить двойное преобразование частоты.

3. Выбор схемы преобразователя частоты. а) *Применение пентагрида* 6SA7. Для 4—5-лампового супера обычного типа без отдельного гетеродина наилучшим типом преобразователя является пентагрид 6SA7 (особенности этой лампы и ее основные параметры описаны в № 8—9 журнала «Радио» за 1946 г.). Эта лампа хорошо работает с самовозбуждением на частотах, при которых 6А8 почти отказывается работать. Так как экранные сетки 6SA7 используются в качестве анода гетеродинной части, то гетеродинная часть обычно выполняется по схеме Хартлея с «заземленным анодом». Некоторым недостатком такой схемы является тот факт, что катод находится под потенциалом высокой частоты. Это может привести к модуляции колебаний гетеродина частотой сети переменного тока, от которой питается накал лампы, и, следовательно, к появлению фона. Этот фон, будучи малозаметным при громкоговорящем приеме, может стать сильной помехой при приеме на головные телефоны, особенно на более коротких волнах. Поэтому желательно, чтобы разность потенциалов между катодом и подогревающей нитью была как можно меньше; лучше всего катод прямо заземлить или, по крайней мере, заземлить его хотя бы по переменному току. Но поскольку при этом анод гетеродина, т. е.



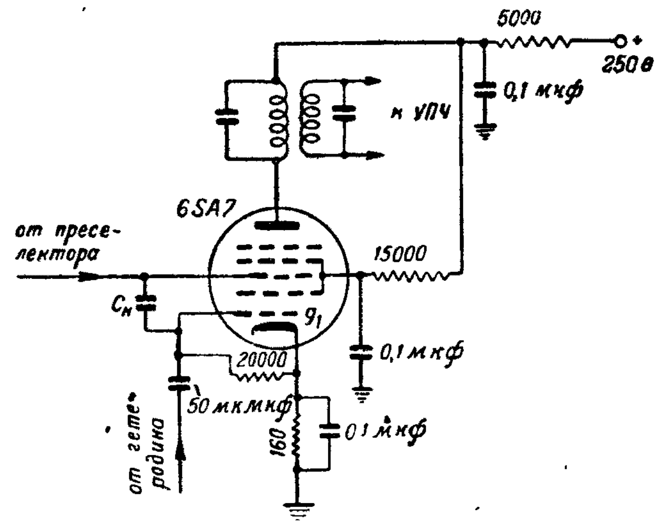
Фиг. 24. Выключение пентагрида 6SA7 по схеме с заземленным катодом.

экранные сетки 6SA7, будет иметь высокочастотный потенциал, лампа будет плохо усиливать. Однако, на коротких волнах при наиболее распространенной промежуточной частоте 460 *кгц* можно в цепь экранных сеток включить катушку обратной связи и тем самым получить возможность заземлить катод (фиг. 24). При высокой принимаемой частоте и, следовательно, высокой частоте гетеродина катушка обратной связи в несколько витков обеспечит поддержание экранных сеток под потенциалом высокой частоты, тогда как токи сравнительно низкой промежуточной частоты легко пройдут через нее. Таким образом, экранные сетки будут по промежуточной частоте заземлены и лампа будет работать нормально. Как показал опыт автора, такое включение при $f_{пр} = 460$ *кгц* дает результаты, почти не отличающиеся от результатов при обычном включении 6SA7.

Как было уже показано (в п. 3 глава II), растянутая настройка предъявляет большие требования к стабильности частоты гетеродина. Поэтому наилучшие результаты можно получить, применяя отдельный гетеродин. Пентагрид 6SA7 хорошо работает также и в схеме с возбуждением от отдельного гетеродина (фиг. 25). Для получения наибольшей крутизны преобразования ток в цепи гетеродинной сетки G_1 следует отрегулировать в пределах 300—500 *мка*. Это можно сделать, изменяя возбуждение гетеродина. Конденсатор $C_к$ емкостью не более 0,1 *мкмкф* служит для нейтрализации вредной связи (через пространственный заряд) между сигнальной и гетеродинной сетками. Практически он выполняется в виде двух кусочков изолированного прово-

да, припаянных к соответствующим выводам ламповой панели и свитых вместе.

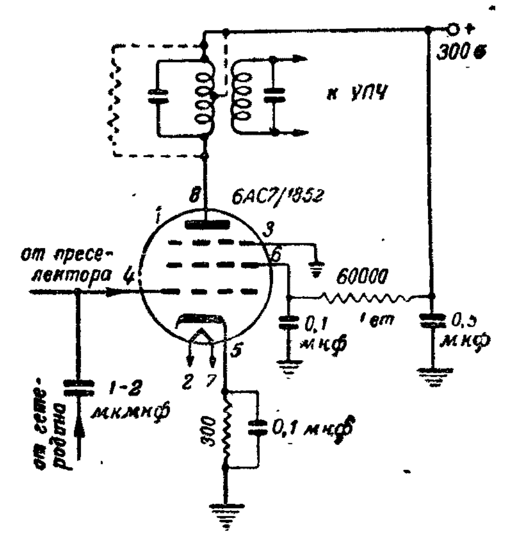
б) *Применение пентодного преобразователя с высокой крутизной.* Преобразование частоты с отдельным гетеродином можно осуществить, применяя вместо пентагрида обычный пентод. При этом достигается значительно более высокая крутизна преобразования, а следовательно, и усиление преобразовательного каскада. Приблизительно можно считать, что крутизна преобразования пентода-смесителя составляет около 0,28 его крутизны в усилительном режиме (если используется основная частота гетеродина, а не его гармоники). Однако, в случае обычных высокочастотных пентодов это преимущество не столь проявляется. Так как сигнал и напряжение гетеродина приходится подавать на одну и ту же управляющую сетку, то при низких промежуточных частотах и при высоких частотах сигнала (когда настройки контуров преселектора и гетеродина близки между собой) наблюдается своеобразное явление затягивания, которое заключается в том, что всякое изменение настройки гетеродина влечет за собой изменение настройки преселектора, и наоборот. В результате почти невозможно настроиться на желаемый сигнал. С этим явлением можно бороться, повышая f_{np} и уменьшая



Фиг. 25. Схема преобразователя 6SA7 с возбуждением от отдельного гетеродина.

связь гетеродина со смесителем, но при этом от гетеродина потребуется очень большое напряжение. Поэтому пентоды применяются в качестве смесителей, главным образом, на ультракоротких волнах, где приходится поневоле выбирать высокую $f_{пэ}$.

При применении телевизионных пентодов с высокой крутизной (1851, 6АС7/1852) недостатки пентодного смесителя сглаживаются, а преимущества его делаются гораздо более заметными уже не только на ультракоротких волнах, но и на коротких волнах в диапазоне от 7 *мггц* и выше. Лампы эти предназначены для усиления широкой полосы частот. Так как для получения широкой полосы пропускания контура его добротность должна быть малой, то значительное усиление можно получить только при высокой крутизне лампы (усиление пропорционально величине $SQ\sqrt{\frac{L}{C}}$). Схема включения ламп этого типа в качестве смесителя показана на фиг. 26. Напряжение от гетеродина подается на управляющую сетку через конденсатор связи емкостью



Фиг. 26. Схема смесителя с пентодом 6АС7. В случае самовозбуждения анодная нагрузка шунтируется сопротивлением или провод анодного питания подключается к части витков первичной обмотки трансформатора УПЧ.

1—3 *мкмкф*. Такая слабая связь обеспечивает практически полное отсутствие взаимного влияния контуров гетеродина и преселектора. Величина емкости связи для более коротких волн может быть меньше, для более длинных—больше; практически конденсатор связи выполняется в виде триммера, и наивыгоднейшая связь подбирается на опыте. Возможность применения такой слабой связи, при которой напряжение от гетеродина, попадающее на сетку смесителя, не превышает 2—3 *в*, возникает только вследствие высокой крутизны лампы, так как смеситель с высокой крутизной требует гораздо меньшей амплитуды напряжения гетеродина. Кроме этого при малых напряжениях гетеродина лампа 6АС7 дает крутизну преобразования порядка $0{,}28 \cdot 9 \approx 3$ *ма/в*, т. е. усиление одного порядка с каскадом усиления промежуточной частоты. Наконец, немалым преимуществом пентодов — смесителей с высокой крутизной — является и то, что они имеют весьма малый уровень собственных шумов. Собственные шумы первых каскадов приемника начинают играть заметную роль при повышенных частотах. Начиная с 14—15 *мггц* помехи внешнего происхождения становятся сравнительно малозаметными, а в диапазоне выше 30 *мггц* (10 *м*) чувствительность приемника ограничивается не столько внешними помехами, сколько уровнем внутреннего шума первой лампы.

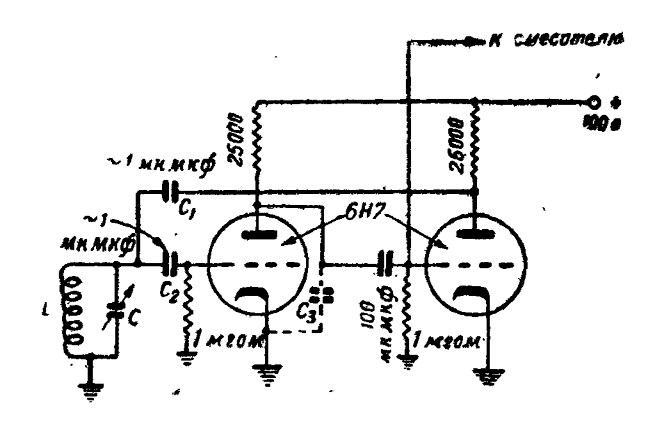
К сожалению, полностью реализовать высокую крутизну преобразования с телевизионными лампами не удается. Лампы этого типа, имея большую крутизну и довольно значительную емкость анод — управляющая сетка, не позволяют применить анодную нагрузку с высокой добротностью, так как в этом случае они легко самовозбуждаются. Для избежания этого приходится шунтировать анодный контур промежуточной частоты сопротивлением, что снижает избирательность по соседнему каналу. Кроме того, пентоды с высокой крутизной, как правило, имеют значительно меньшее входное сопротивление, чем пентоды обычного типа (фиг. 6). Поэтому они при повышенных частотах сильно шунтируют контур преселектора, ухудшая его добротность и тем самым снижая избирательность по зеркальному сигналу. Пентодный смеситель с высокой крутизной вследствие этого наиболее пригоден в качестве первого преобразователя частоты в приемнике с двойным преобразованием и высокой $f_{пр}$, причем

в усилителе высокой частоты совершенно нет необходимости. Любители получают прекрасные результаты с пентодом 6АС7 в качестве смесителя даже при обычной промежуточной частоте 460 *кгц*, применяя регенерацию как для повышения входной избирательности, так и для односигнального приема по промежуточной частоте.

4. Выбор схемы гетеродина. Гетеродин для любительского супера с растянутой настройкой должен удовлетворять следующим требованиям: 1) высокая стабильность частоты; 2) простота коммутации контуров; 3) возможность заземления катода; 4) минимальное содержание гармоник (в приемниках с двойным преобразованием частоты). Применяемые любителями общепринятые схемы этим требованиям не удовлетворяют; ниже описываются три вида схем, частично или полностью удовлетворяющих вышеуказанным требованиям.

а) *Транзитронный генератор.* Этот тип генератора описан в № 6 журнала «Радио» за 1947 г. и здесь не рассматривается. Отметим лишь, что транзитронный генератор имеет ряд достоинств, особенно важных в приемнике с растянутой настройкой: стабильность частоты, равная стабильности кварца, «двухполюсный» контур, упрощающий коммутацию, малое содержание гармоник, что весьма важно в приемнике с двойным преобразованием частоты, и, наконец, заземленный катод. Чтобы обеспечить минимум гармоник, необходимо применить контур с хорошей добротностью, но с малой величиной L/C.

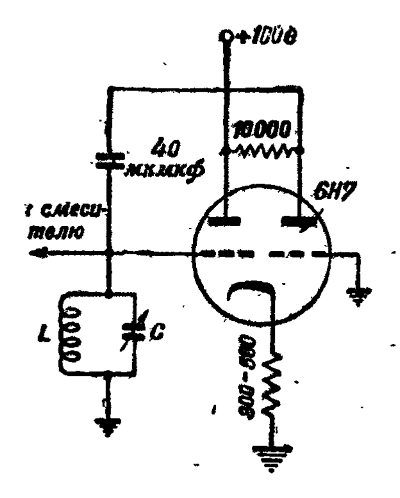
б) *Генератор по схеме* фиг. 27. Принцип действия этого генератора весьма прост. Для получения положительной обратной связи со сдвигом фазы на 180°, необходимой для поддержания колебаний, в обычных схемах применяется либо индуктивный, либо емкостный делитель напряжения, роль которого играют катушка или конденсатор контура. В схеме фиг. 27 для этой цели служит отдельная лампа, переворачивающая на 180° фазу анодного напряжения первой лампы. Соединяя анод второй лампы с сеткой первой через небольшую емкость связи, получаем положительную обратную связь. Особенность этой схемы заключается в том, что контур очень слабо связан с обеими лампами и, кроме того, выходное напряжение снимается не с контура, а с сетки второй лампы; следовательно, контур практи-



Фиг. 27. Схема гетеродина большой стабильности.

чески совершенно не нагружается. Схема эта, весьма распространенная среди английских любителей, обеспечивает высокую стабильность частоты, двухполюсный контур и заземленный катод и, таким образом, полностью удовлетворяет нашим требованиям. Для обеспечения минимума гармоник так же, как и в случае транзитрона, следует выполнять контур с высокой добротностью и с малым $\frac{L}{C}$; в противном случае схема превратится в обычный мультивибратор, создающий колебания совершенно неправильной формы. Емкости C_1 и C_2 следует отрегулировать на опыте, помня, что связь должна быть как можно более слабой.

Схема Франклина благодаря своим достоинствам часто применяется в любительских передатчиках в качестве задающего генератора. Качества этой схемы можно еще улучшить, применяя отрицательную обратную связь (цепь с емкостью C_3 на



Фиг. 28. Схема генератора с катодной связью.

фиг. 27). Схема эта работает до весьма высоких частот на любых лампах, в частности и на лампе 6Н7.

в) *Схема с катодной связью* (фиг. 28). Эта схема представляет, по существу, ту же схему фиг. 27, но связь между лампами в ней осуществляется с помощью общего сопротивления в цепи катода. Первая лампа в этом случае представляет собой усилитель с катодной нагрузкой, получившей название «катодного повторителя». С этой катодной нагрузки колебания подаются в цепь катода второй лампы, представляющей собой усилитель с катодным входом, в котором катод и сетка как бы поменялись местами. Эта лампа переворачивает фазу на 180°, и ее анод связан с сеткой первой лампы, так же как и в схеме фиг. 27. Все сказанное о схеме фиг. 27 относится и к этой схеме. Так как контур подключен ко входу катодного повторителя, имеющего высокое входное сопротивление, то нагрузка на него оказывается слабой. Катод в этой схеме заземлять нельзя.

г) *Гетеродин в супере с двойным преобразованием частоты.* При конструировании приемника с двойным преобразованием возникает вопрос о том, какой из двух гетеродинов сделать отдельным. В большинстве случаев отдельный гетеродин применяется в каскаде первого преобразователя, так как в этом каскаде гетеродин работает при более высоких частотах, чем гетеродин второго преобразователя. Вторым же преобразователем служит пентагрид с самовозбуждением.

Интересно подойти к этому вопросу с точки зрения того, какой из двух гетеродинов должен иметь более стабильную частоту. Это определяется шириной полосы пропускания фильтров обеих промежуточных частот и частотой принимаемого сигнала. Пусть, например, приемник с двойным преобразованием имеет первую промежуточную частоту $f_{пр1} = 4$ *мггц* и вторую $f_{пр_2} = 500$ *кгц*. Положим, что полоса фильтра первой промежуточной частоты равна 50 *кгц* (нормальная величина для $f_{пр1} = 4$ *мггц*), а фильтра второй промежуточной частоты — 10 *кгц*. Тогда допустимое колебание промежуточной частоты (а следовательно, и частоты первого гетеродина) составит $\pm\frac{50}{2} = 25$ *кгц*. При частоте первого гетеродина, положим, 34 *мггц* (прием на 10 *м* диапазоне) эта

величина составит $\frac{25}{34\,000} \cdot 100 = 0{,}075\%$. Для второго же гетеродина, работающего при частоте 4,5 *мггц*, можно допустить колебание второй промежуточной частоты в пределах $\pm\frac{10}{2} = 5$ *кгц*, что составит $\frac{5}{4\,500} \cdot 100 = 0{,}1\%$. Ясно, что частота первого гетеродина должна быть более стабильной.

В приемниках с двойным преобразованием частоты необходимо как можно дальше разносить друг от друга преобразовательные каскады. Следует помнить, что наличие трех гетеродинов (считая и гетеродин для приема телеграфных сигналов) создает опасность появления большого количества помех из-за взаимодействия между гармониками отдельных гетеродинов.

В заключение остается сказать несколько слов об общих требованиях, предъявляемых к гетеродину. Прежде всего, анодное напряжение следует выбирать невысоким, порядка 100 *в*; это дает меньший нагрев лампы и, следовательно, большую стабильность частоты. Вся схема гетеродина должна быть тщательно заэкранирована (включая и лампу, если она имеет стеклянный баллон). Цепи питания гетеродина следует тщательно развязать с помощью фильтров. Надо помнить, что гетеродин должен быть связан только со своим смесителем и больше ни с какой другой частью схемы.

Добротность контуров должна быть возможно выше: хороший контур, подобно маховику, запасает значительное количество энергии, и так же, как маховик, стремящийся поддерживать постоянное число оборотов вала, способствует стабилизации частоты колебаний. Чтобы получить высокое Q, следует, во-первых, по возможности снизить потери в контуре, для чего применяются везде, где возможно, керамическая изоляция и карбонильные сердечники в катушках, пригодные даже для ультракоротких волн. Во-вторых, отношение $\frac{L}{C}$ следует выбирать небольшим. Контур гетеродина обычно довольно значительно нагружается лампой, в результате добротность его падает и стабильность ухудшается. Как известно [формула (5)], резонансное сопротивление контура под нагрузкой равно:

$$Z_{нагр} = Q_{нагр}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0 R}{Z_0 + R},$$

где Z_0 — резонансное сопротивление ненагруженного контура;

R — шунтирующее контур сопротивление.

Если добротность контура без нагрузки велика, то Z велико по сравнению с R, и поэтому $Z_{нагр}$ почти равно R Поэтому приведенное выше соотношение можно переписать в виде

$$Q_{нагр}=\frac{Z_{нагр}}{\sqrt{\frac{L}{C}}}\approx\frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}},$$

откуда и следует, что при данной величине R добротность нагруженного контура $Q_{нагр}$ получается тем больше, чем меньше $\frac{L}{C}$. Но чересчур уменьшить отношение $\frac{L}{C}$ нельзя, так как это ведет к снижению амплитуды колебаний. Практически величину емкости гетеродинного контура можно брать порядка 70—100 *мкмкф*.

Рекомендуется, далее, стабилизировать анодное напряжение гетеродина с помощью газовых стабилизаторов типа VR-105 или VR-150.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПРИМЕР ПРАКТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА СИСТЕМЫ РАСТЯНУТОЙ НАСТРОЙКИ

Пусть необходимо произвести расчет контуров высокочастотной части всеволнового супергетеродина. Положим, что в нашем распоряжении имеются трансформаторы промежуточной частоты от приемника 6Н-25 ($f_{пр}$ = 460 *кгц*) и спаренный блок переменных конденсаторов, с емкостью каждой секции 20—400 *мкмкф*. Начальная и конечная емкость средней секции (в случае строенного блока) обычно бывает больше, чем крайних; поэтому желательно промерить емкость каждой секции и в дальнейшем вести расчет, ориентируясь на ее емкость. Пусть, далее, необходимо обеспечить перекрытие 5 диапазонов: 1) средневолнового (0,55—1,55 *мггц*) и четырех растянутых коротковолновых; 2) 9,4—9,8 *мггц*; 3) 11,5—12,0 *мггц*; 4) 15,0—15,4 *мггц*; 5) 17,6—18,0 *мггц*.

Расчет катушки индуктивности для средневолнового диапазона контуров преселектора и гетеродина, а также расчет сопряжения в контуре гетеродина мы рассматривать не будем, так как они являются обычными.

1. Расчет контуров преселектора. Примем за основу схему фиг. 15,*б*, с постоянной минимальной емкостью, с отдельными катушками для каждого диапазона и с включением удлиняющей емкости параллельно C_2. Достоинства этой схемы, сделавшие ее наиболее распространенной, разобраны выше. Прежде всего необходимо задаться минимальной емкостью контуров $C_{мин}$. По соображениям, изложенным в главе III, оценим ее величиной в 50 *мкмкф*, на которую и будем ориентироваться в дальнейшем. Далее, вычислим по формуле (11) индуктивность катушки L_2 диапазона 2:

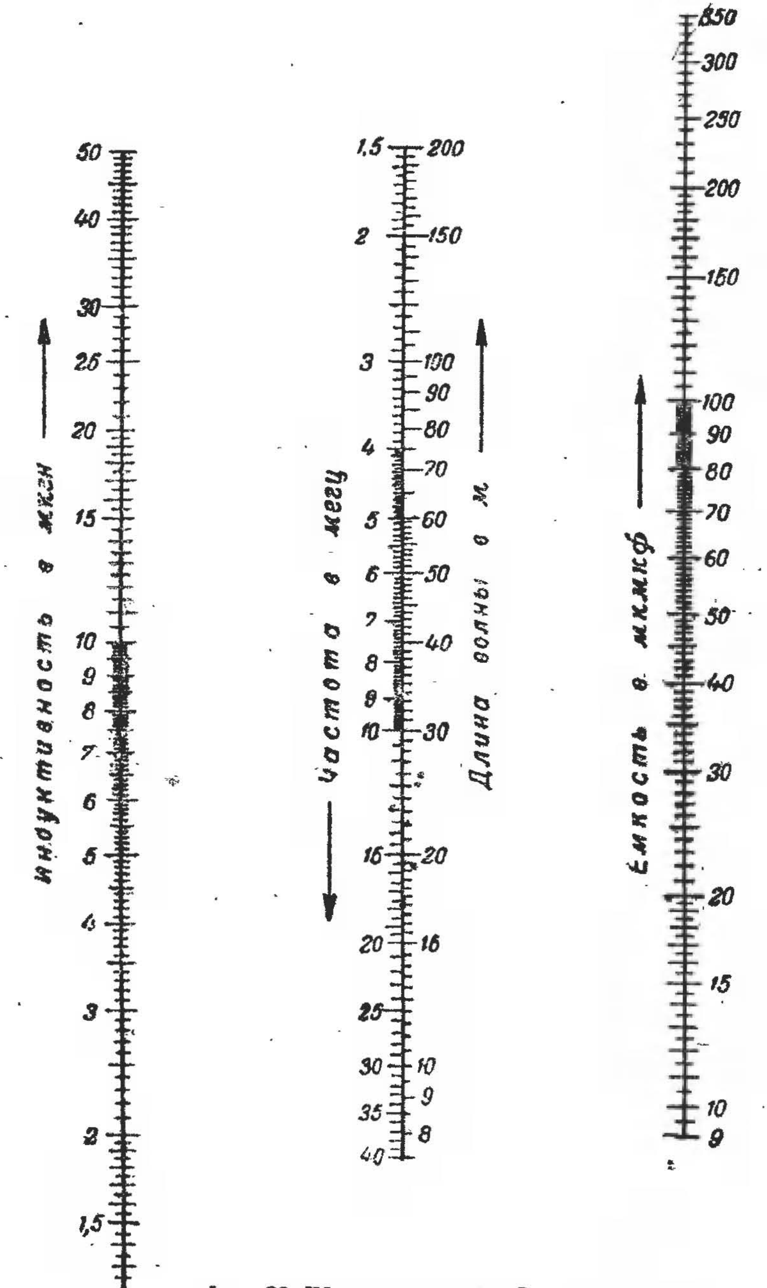
$$L_2 = \frac{25\,330}{9{,}8^2 \cdot 50} = 5{,}3 \text{ мкгн},$$

после чего подсчитаем изменение емкости, необходимое для перекрытия диапазона 2 по формуле (12а)

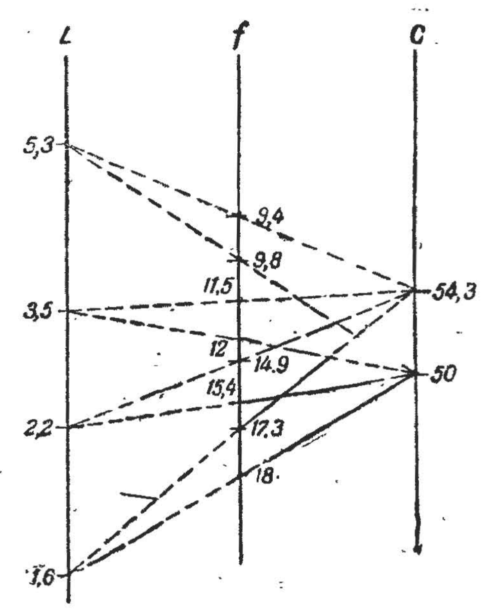
$$\Delta C = \frac{25\,330}{5{,}3} \cdot \left(\frac{1}{9{,}4^2} - \frac{1}{9{,}8^2}\right) = 4{,}3 \text{ мкмкф}.$$

Для проведения дальнейших расчетов воспользуемся номограммой $L - C - f$ (фиг. 29 и 29а). Соединив прямой линией точки, отвечающие $C = 50$ *мкмкф* и $f = 9{,}8$ *мггц*, получим на ее пересечении с линией L значение L_2, определенное выше (5,3 *мкгн*). Проведя теперь через точки $L = 5{,}3$ *мкгн* и $f = 9{,}4$ *мггц* другую прямую, получим на ее пересечении с линией C величину $C_{макс} = 54{,}3$ *мкмкф*. Разность $\Delta C = C_{макс} - C_{мин} = 54{,}3 - 50 = 4{,}3$ *мкмкф* уже была определена выше.

Отметим на линии f границы остальных диапазонов — 3, 4, 5. Так как величины $C_{мин}$ и ΔC в принятой нами схеме остаются одними и теми же, через точки на линии f, отвечающие верхним границам (максимальным частотам) всех диапазонов, и через точку $C_{мин} = 50$ *мкмкф* проведем четыре прямых линии до пересечения с линией L. Полученные на этой линии точки и дадут величины индуктивностей L_3, L_4, L_5 для соответствующих диапазонов (соответственно 3,5; 2,2; 1,6 *мкгн*). После этого, соединив прямыми линиями эти



Фиг. 29. Номограмма L—C—f для расчета коротковолновых резонансных контуров.



Фиг. 29а. К примеру практического расчета системы растянутой настройки.

точки с точкой на линии C, отвечающей $C_{макс} = 54{,}3$ *мкмкф*, получим на их пересечениях с линией f величины минимальной частоты каждого диапазона, которая получится фактически при сохранении $\Delta C = 4{,}3$ *мкмкф* для всех диапазонов. В нашем случае получим следующие перекрываемые диапазоны:

2: 9,4 — 9,8 *мггц*
3: 11,5 — 12,0 *мггц*
4: 14,9 — 15,4 *мггц*
5: 17,3 — 18 *мггц*

что очень близко совпадает с заданием.

Последний диапазон (5) получился несколько шире заданного в сторону нижней границы. Чтобы сдвинуть его к середине шкалы, индуктивность L_5 придется несколько уменьшить. Однако, это уменьшение настолько незначительно, что нет смысла принимать его в расчет. При окончательной наладке приемника, регулируя в небольших пределах индуктивность, можно „вогнать" диапазон точно в желаемый участок шкалы. При желании произвести расчет более точно, следует значения L_3, L_4 и L_5 определить по формуле (11).

В проверке по формуле (13), очевидно, нет необходимости, и поэтому мы теперь можем прямо определить по формуле (10) удлиняющую емкость $C_{пар}$. Величину параллельной емкости C_1 оценим в 15 *мкмкф*. Тогда $K_1=54{,}3-15=39{,}3$ *мкмкф* и $K_2=50-15=35$ *мкмкф*, $C=400-20=380$ *мкмкф*:

$$C_{пар}=\frac{380}{2}\left(\sqrt{1+\frac{4\cdot39\cdot3\cdot35}{380\cdot(39{,}3-3{,}5)}}-1\right)-20=187 \text{ мкмкф}.$$

Учтя еще минимальную емкость триммера (порядка 7 *мкмкф*), примем окончательно удлиняющую емкость в виде постоянного конденсатора в 180 *мкмкф* с параллельным триммером 5—20 *мкмкф*. Емкость укорачивающего конденсатора определим по формуле (9):

$$C_3=\frac{35\cdot207}{207-35}=42 \text{ мкмкф}.$$

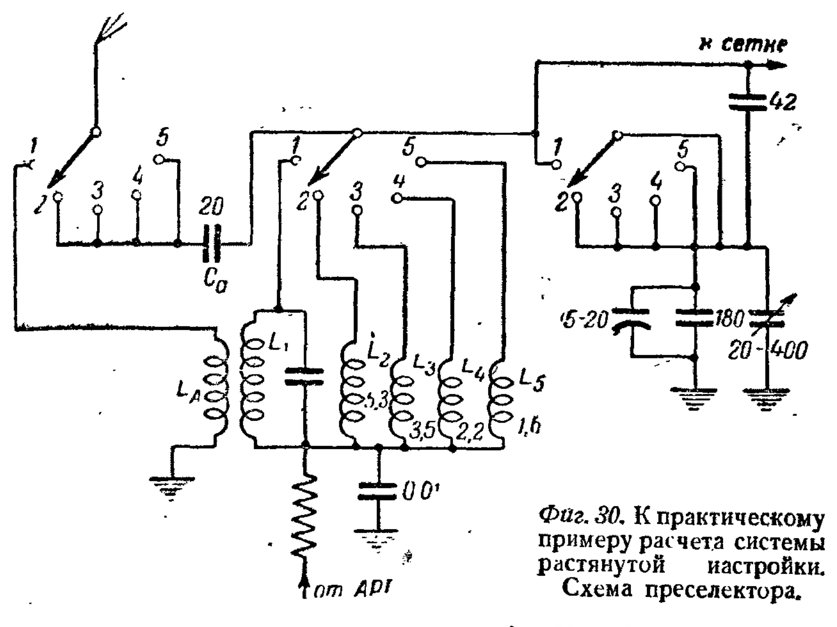
Получаем:

Диапазоны в *мгц*	*L* в *мкгн*	$C_{мин}$ в *мкмкф*	$C_{макс}$ в *мкмкф*	$C_{пар}$ в *мкмкф*	$C_з$ в *мкмкф*
9,4—9,8	5,3	50	54,3	180+5÷20	42
11,5—12	3,5	50	54,3	180+5÷20	42
14,9—15,4	2,2	50	54,3	18 +5÷20	42
17,3—18	1,6	50	54,3	180+5÷20	42

Составим теперь полную схему преселектора. Связь с антенной примем: для средних волн — индуктивную, для коротких волн — емкостную (фиг. 30).

2. Расчет контуров гетеродина Расчет гетеродинных контуров можно было бы произвести совершенно аналогично, производя его на диапазоны, сдвинутые на 460 *кгц* по отношению к диапазонам преселектора. Однако, совершенно не обязательно применять один и тот же метод растяжки в преселекторе и гетеродине. Примем для гетеродина схему с общей катушкой и повышенной начальной емкостью, что будет способствовать стабильности частоты. Зададимся начальной емкостью контура (для наиболее высокочастотного диапазона 5) $C_{мин}=70$ *мкмкф*.

Расчет ведем на следующие растянутые диапазоны (принимая частоту гетеродина во всех случаях выше частоты сигнала).



Фиг. 30. К практическому примеру расчета системы растянутой настройки. Схема преселектора.

Диапазоны	Диапазоны преселектора в *мгц*	Диапазоны гетеродина в *мгц*
2	9,4—9,8	9,86—10,26
3	11,5—12	11,96—12,46
4	14,9—15,4	15,35—15,86
5	17,3—18	17,76—18,46

Сопрягающий конденсатор понадобится лишь для средневолнового диапазона; расчета его мы не приводим.

Сначала определим индуктивность контурной катушки. Она найдется по верхней частоте диапазона 5 из формулы (11):

$$L = \frac{25\,330}{18{,}46^2 \cdot 70} = 1{,}06 \text{ мкгн.}$$

Далее находим необходимые минимальную и максимальную емкости контура соответственно для максимальной и минимальной частоты каждого диапазона по номограмме L—C—f или по формулам:

$$C_{мин} = \frac{25\,330}{f^2_{макс} \cdot L}, \qquad (11а)$$

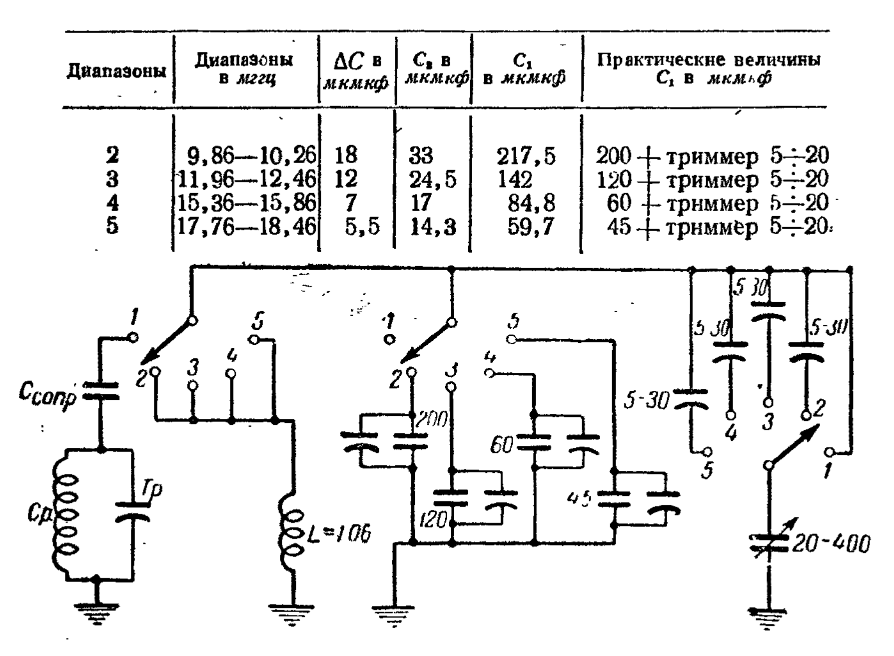
$$C_{макс} = \frac{25\,330}{f^2_{мин} \cdot L}. \qquad (11б)$$

В результате расчетов получаем следующие данные:

Диапазоны	Диапазоны в *мгц*	$C_{макс}$ в *мкмкф*	$C_{мин}$ в *мкмкф*	$\Delta C = C_{макс} - C_{мин}$ в *мкмкф*
2	9,86—10,26	248	230	18
3	11,96—12,46	165	153	12
4	15,36—15,86	101	94	7
5	17,76—18,46	75,5	70	5,5

Находим величину укорачивающих (C_3) и удлиняющих (C_1) емкостей для каждого диапазона. Для этого воспользуемся формулой (8). Все величины, входящие в нее, для каждого диапазона нам известны. Начальная емкость конденсатора C_2 равна, по условию, 20 *мкмкф* (C_0). Перекрытие его по емкости: $C = 400 - 20 = 380$ *мкмкф*. Величину ΔC берем из составленной нами таблицы. Определив для каждого диапазона емкость C_3, находим параллельные емкости по формуле (7 а). Получаем следующие результаты.

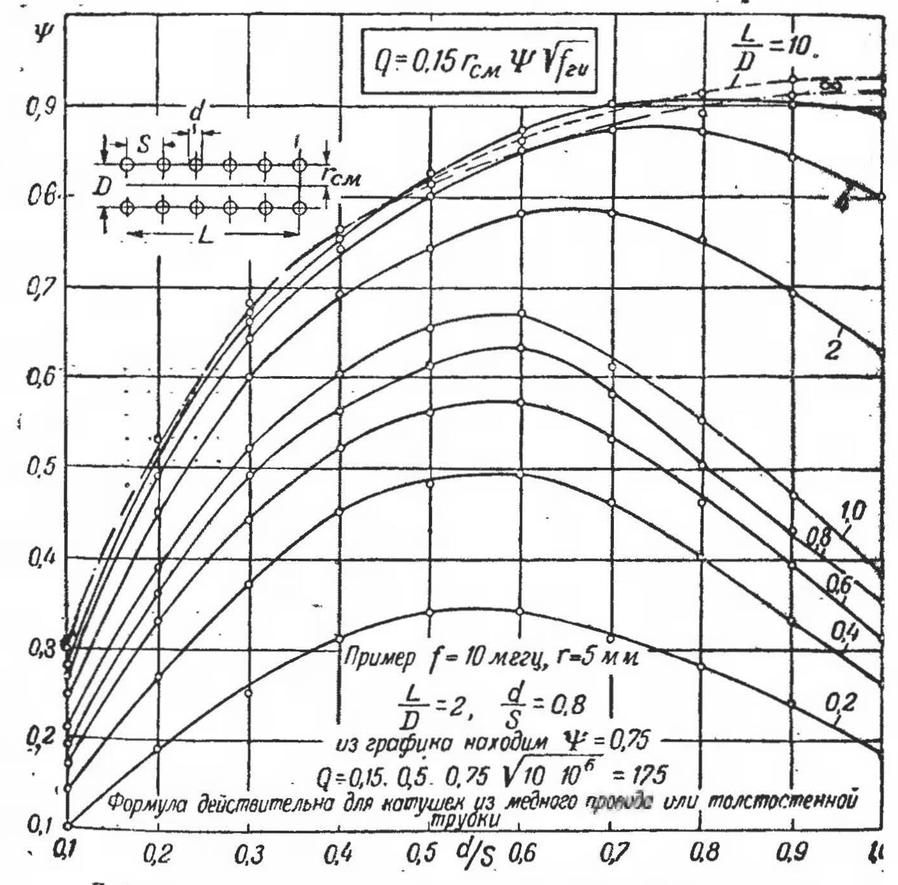
Диапазоны	Диапазоны в *мгц*	ΔC в *мкмкф*	C_3 в *мкмкф*	C_1 в *мкмкф*	Практические величины C_1 в *мкмкф*
2	9,86—10,26	18	33	217,5	200 + триммер 5÷20
3	11,96—12,46	12	24,5	142	120 + триммер 5÷20
4	15,36—15,86	7	17	84,8	60 + триммер 5÷20
5	17,76—18,46	5,5	14,3	59,7	45 + триммер 5÷20



Фиг. 31. К практическому примеру расчета системы растянутой настройки. Схема контура гетеродина.

Очевидно, все параметры контура теперь известны. Следует лишь учесть, что в параллельные емкости C_1 входит собственная емкость катушки и входная емкость лампы. Оценив эту емкость в 15 *мкмкф*, уменьшим соответственно емкость C_1 каждого диапазона. Практически конденсаторы C_1 шунтируются триммерами соответствующей емкости; конденсаторы же C_3 должны быть выполнены в виде триммеров емкостью 5—30 *мкмкф*. Схема коммутации приведена на фиг. 31. Цепь обратной связи на схеме не показана, так как она будет зависеть от выбранной схемы гетеродина.

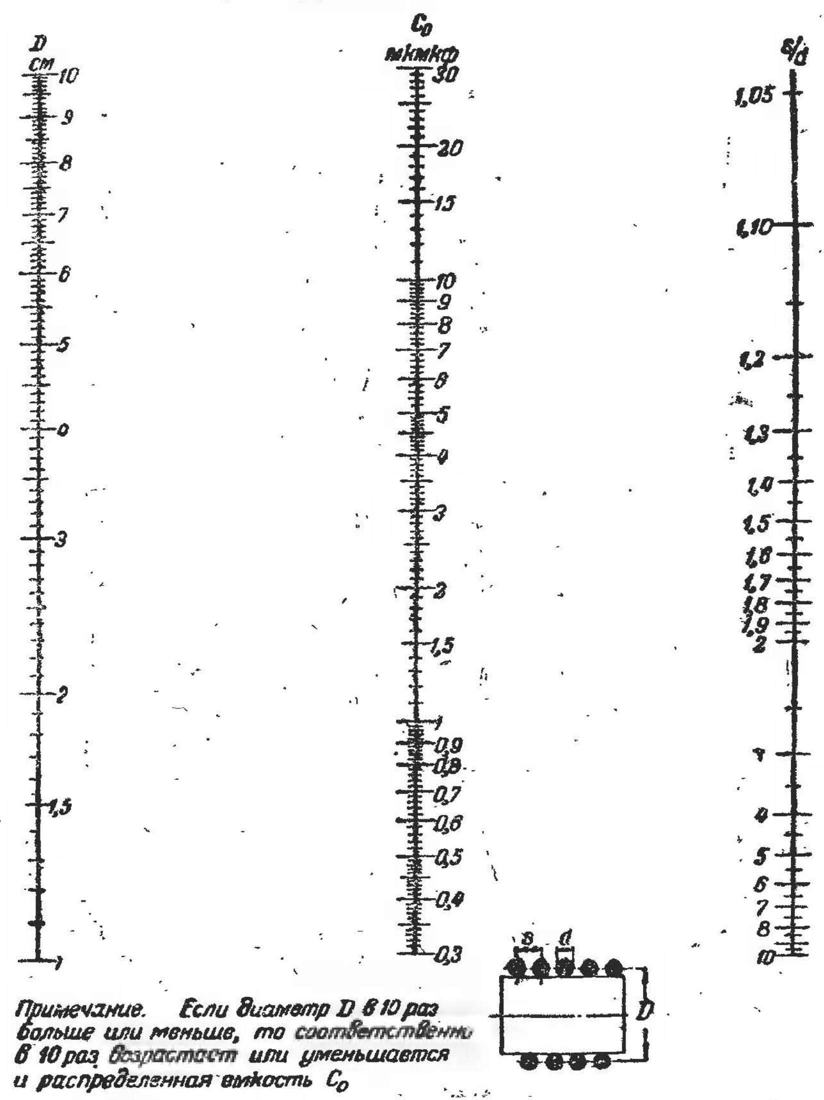
ПРИЛОЖЕНИЕ



Добротность однослойных цилиндрических катушек при высоких частотах.

СОДЕРЖАНИЕ

ГРАФИК ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОБСТВЕННОЙ ЕМКОСТИ C_0 ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ КАТУШКИ



Примечание. Если диаметр D в 10 раз больше или меньше, то соответственно в 10 раз возрастает или уменьшается и распределенная емкость C_0

Цена 2 руб.